

VŠB – TECHNICKÁ UNIVERZITA OSTRAVA

Fakulta elektrotechniky a informatiky

Katedra elektroniky

Disertační práce

**VÝZKUM VLASTNOSTÍ SYSTÉMU S ASYNCHRONNÍM
STROJEM V GENERÁTORICKÉM REŽIMU**

Research of System Properties with AC Induction Motor used as Generator

Školitel: Doc. Ing. Petr Palacký, Ph.D.

Ostrava, 2012

Ing. Martin Sobek

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že jsem tuto disertační práci vypracoval samostatně.

Uvedl jsem všechny literární prameny a publikace, ze kterých jsem čerpal.

V Ostravě dne 5. 11. 2012

PODĚKOVÁNÍ

Děkuji doc. Ing. Petru Palackému, Ph.D. za pomoc a vedení při zpracování disertační práce. Dále bych rád poděkoval členům Katedry elektroniky za cenné rady a odborné vedení v průběhu studia.

Děkuji své rodině a přátelům za jejich trpělivost a podporu.

ANOTACE

Disertační práce se zabývá systémy se střídavými stroji, které jsou provozovány v generátorickém režimu. Práce je zaměřena na využití asynchronního motoru s kotvou nakrátko. Nejdříve je krátce rozebráno jeho chování a uveden matematický model tohoto stroje. Tento model využít k realizaci algoritmu vektorového řízení s orientací na magnetický tok. Důležitou částí je návrh regulační struktury pohonu s ohledem na generátorický režim. Následuje řešení principů přenosu výkonu generátoru zpět do střídavé sítě, prostřednictvím pulzního usměrňovače napětíového typu. Regulace napětí v meziobvodu měniče je zde řešena, jak ze strany pulzního usměrňovače, tak i ze strany asynchronního generátoru. Ostrovní režim generátoru realizuje spolupráce generátoru s akumulacním prvkem, který je připojen do meziobvodu měniče. V rámci doktorské disertační práce byl vytvořen laboratorní model pohonu s generátorem, měniči a řídicím systémem se signálovým procesorem TMS320F28335. Vytvořené regulační algoritmy i komunikační software dokazují funkčnost celého systému. V závěru práce jsou přiloženy výsledky operačních módů generátoru na reálném modelu.

ANNOTATION

This thesis deals with asynchronous machines systems which operate in generator mode. An induction machine with squirrel cage rotor is used. The short description and mathematical model is presented at first. This model is then used for realization of magnetic flux oriented vector control. Important thesis part is design of control structure for a drive with regard to generator mode of the induction machine. The following transfer principles describe how to get generator power back into the network through a voltage pulse rectifier. DC link voltage regulation is dealt from a side of pulse rectifier and even from an asynchronous generator side. The island mode is resolved by cooperation of the generator and accumulation element which is connected to the DC link. Experimental model with generator, power converters and control system with digital signal processor TMS320F28335 has been created. Developed control algorithm proves functionality of whole system. In the end of this work there are added results of generator operation modes captured on real model.

OBSAH

1	Úvod	10
2	Rozbor problematiky pohonu s asynchronním strojem v generátorickém režimu	11
2.1	Asynchronní stroj v generátorickém režimu	11
2.2	Měnič pro čtyřkvadrantový pohon s asynchronním strojem	13
2.3	Regulace výkonu asynchronního generátoru	15
2.3.1	Matematický popis asynchronního stroje	16
2.3.2	Vyhodnocení orientujících veličin	20
2.3.3	Struktura vektorového řízení momentu a toku asynchronního stroje	21
2.4	Regulace pulzního usměrňovače	24
2.4.1	Matematický popis pulzního usměrňovače	25
2.4.2	Vyhodnocení orientujícího úhlu sítě	27
2.4.3	Bloková struktura vektorového řízení pulzního usměrňovače	32
2.5	Regulace napětí v meziobvodu – regulace výkonu	35
2.5.1	Provoz generátoru v síťovém režimu	36
2.5.2	Provoz generátoru v ostrovním režimu	37
2.5.3	Další varianty provozu generátoru	37
3	Větrný motor	40
3.1	Matematický popis všeobecného větrného motoru	41
3.2	Realizace náhradního modelu větrného motoru	43
4	Simulace generátoru s asynchronním strojem	45
4.1	Simulace vektorového řízení asynchronního generátoru	45
4.2	Simulace vektorového řízení pulzního usměrňovače	47
4.3	Simulace regulace napětí v meziobvodu měniče	49
5	Popis reálného laboratorního modelu pohonu	52
5.1	Laboratorní stanoviště s motory a měničem	52
5.2	Mikropočítačový řídicí systém měniče	54
5.3	Programové vybavení řídicího systému měniče	55
5.3.1	Zadní program – komunikace s uživatelem	55
6	Ověření funkčnosti a experimentální výsledky	59

6.1	Experimentální ověření vlastností vektorového řízení generátoru.....	59
6.2	Experimentální ověření vektorového řízení pulzního usměrňovače	65
6.3	Ověření identifikace orientujícího úhlu vektorového řízení pulzního usměrňovače.....	67
6.4	Ověření regulace napětí v meziobvodu měniče	68
6.4.1	Spolupráce se sítí bez zatížení.....	69
6.4.2	Spolupráce se sítí při zatížení.....	71
6.4.3	Ostrovni režim bez zatížení pro $n = 500 \text{ min}^{-1}$	72
6.4.4	Ostrovni režim bez zatížení pro $n = 700 \text{ min}^{-1}$	73
6.4.5	Ostrovni režim při zatížení pro $n = 500 \text{ min}^{-1}$	74
6.4.6	Ostrovni režim při zatížení pro $n = 700 \text{ min}^{-1}$	75
6.5	Experimentální ověření vlastností generátoru s akumulacním prvkem	76
6.5.1	Regulace proudu akumulátorem skrze pulzní usměrňovač	77
6.5.2	Regulace proudu akumulátorem skrze asynchronní generátor.....	80
6.6	Nabuzení asynchronního stroje v ostrovním režimu	81
6.7	Ověření funkčnosti modelu větrného motoru.....	82
7	Diskuze výsledků disertační práce.....	84
8	Závěr	86
9	Conclusion	87
	Literatura a reference	88
	Publikační činnost.....	90
	Řešené projekty.....	92

SEZNAM POUŽITÝCH SYMBOLŮ A ZKRATEK

Seznam zkratek:

A/D	analogově digitální převodník
AM	asynchronní motor
BVOV	blok vyhodnocení oreientujících veličin
BVPR	blok vyhodnocení polohy rotoru
BZV	blok zrušení vazby
Im	imaginární část, osa
PWM	komparační pulzně šířková modulace
Re	reálná část, osa
SDFT	klouzající diskretní Fourierova transformace
TMF	tranzistorový měnič frekvence
T2/3	transformace 2/3
T3/2	transformace 3/2
VA	vektorový analyzátor
VR1,2	vektorová rotace

Seznam symbolů:

c_p	výkonový součinitel větrného motoru
I_S	fázor síťového proudu
\vec{i}_S^S	prostorový vektor síťového proudu vyjádřený v systému statorových souřadnic $[\alpha, \beta]$
\vec{i}_1^S	prostorový vektor proudu statoru vyjádřený v systému statorových souřadnic $[\alpha, \beta]$
\vec{i}_1^R	prostorový vektor proudu statoru vyjádřený v systému rotorových souřadnic $[d, q]$
\vec{i}_1^O	prostorový vektor proudu statoru vyjádřený v systému orientovaných souřadnic $[x, d]$
i_{1a}, i_{1b}, i_{1c}	okamžité hodnoty fázových proudů statoru
$i_{1\alpha}, i_{1\beta}$	reálná a imaginární složka vektoru \vec{i}_1^S
i_{1d}, i_{1q}	reálná a imaginární složka vektoru \vec{i}_1^R
i_{1x}, i_{1y}	reálná a imaginární složka vektoru \vec{i}_1^O
\vec{i}_2^R	prostorový vektor proudu rotoru vyjádřený v systému rotorových souřadnic $[d, q]$
i_{2a}, i_{2b}, i_{2c}	okamžité hodnoty fázových proudů rotoru

\mathbf{i}_m^S	prostorový vektor magnetizačního proudu vyjádřený v systému statorových souřadnic $[\alpha, \beta]$
\mathbf{i}_m^R	prostorový vektor magnetizačního proudu vyjádřený v systému rotorových souřadnic $[d, q]$
\mathbf{i}_m^O	prostorový vektor magnetizačního proudu vyjádřený v systému orientovaných souřadnic $[x, y]$
$i_{m\alpha}, i_{m\beta}$	reálná a imaginární složka vektoru \mathbf{i}_m^S
$i_{m\alpha}, i_{m\beta}$	reálná a imaginární složka vektoru \mathbf{i}_m^R
j	imaginární jednotka
J	celkový moment setrvačnosti
K_{AD}	zesílení A/D převodníku
K_I	zesílení snímače proudu
K_M	zesílení měniče frekvence
K_ω	zesílení snímače otáček
L_f	indukčnost filtrační tlumivky
L_h	hlavní indukčnost asynchronního motoru
L_S	celková indukčnost jedné fáze statorového vinutí
$L_{S\sigma}$	rozptylová indukčnost jedné fáze statorového vinutí
L_R	celková indukčnost jedné fáze rotorového vinutí
$L_{R\sigma}$	rozptylová indukčnost jedné fáze rotorového vinutí
m_e	moment motoru na hřídeli
m_z	moment zátěže
n	mechanické otáčky rotoru
n_s	synchronní otáčky motoru
p	počet pólů stroje, operátor časové derivace
P_j	výkon větrného motoru
P_δ	výkon ve vzduchové mezeře elektrického stroje
R_f	odpor filtrační tlumivky
R_{Fe}	celkový odpor v železe
R_S	odpor jedné fáze statorového vinutí
R_R	přepočtený odpor jedné fáze rotorového vinutí
T_I	časová konstanta soustavy proudu
T_R	rotorová časová konstanta
T_S	statorová časová konstanta
\mathbf{U}	fázor napětí na výstupu střídače pulzního usměrňovače

U_{DC}	napětí na kondenzátoru v meziobvodu
U_S	fázor síťového napětí
\mathbf{u}^S	prostorový vektor napětí pulzního usměrňovače vyjádřený v systému statorových souřadnic $[\alpha, \beta]$
\mathbf{u}_S^S	prostorový vektor síťového napětí vyjádřený v systému statorových souřadnic $[\alpha, \beta]$
\mathbf{u}_1^S	prostorový vektor napětí statoru vyjádřený v systému statorových souřadnic $[\alpha, \beta]$
\mathbf{u}_1^O	prostorový vektor napětí statoru vyjádřený v systému orientovaných souřadnic $[x, y]$
$u_{s\alpha}, u_{s\beta}$	reálná a imaginární složka vektoru \mathbf{u}^S
u_{1a}, u_{1b}, u_{1c}	okamžité hodnoty fázových napětí statoru
u_{1x}, u_{1y}	reálná a imaginární složka vektoru \mathbf{u}_1^O
\mathbf{u}_2^R	prostorový vektor napětí rotoru vyjádřený v systému rotorových souřadnic $[d, q]$
u_{2a}, u_{2b}, u_{2c}	okamžité hodnoty fázových napětí rotoru
γ	úhel mezi prostorovým vektorem statorového proudu a prostorovým vektorem magnetizačního proudu
ϵ	úhel mezi reálnými osami rotorového a statorového systému souřadnic
σ	celkový činitel rozptylu také totální činitel rozptylu
σ_S	činitel rozptylu jedné fáze statorového vinutí
σ_R	činitel rozptylu jedné fáze rotorového vinutí
$\boldsymbol{\psi}_2$	prostorový vektor magnetického toku rotoru
$\boldsymbol{\psi}_2^R$	prostorový vektor magnetického toku rotoru vyjádřený v systému rotorových souřadnic $[d, q]$
ω	úhlová rychlost, např. prostorného vektoru napětí
ω_1	úhlová rychlost prostorového vektoru statorového proudu
ω_{im}	úhlová rychlost prostorového vektoru magnetizačního proudu
ω_m	úhlová rychlost rotoru
ω_{pu}	úhlová rychlost vztažená ke jmenovité rychlosti

CÍLE DISERTAČNÍ PRÁCE

Cílem disertační práce je výzkum vlastností systému s asynchronním strojem v generátorickém režimu v aplikaci větrné elektrárny. Naplnění tohoto cíle lze rozložit do několika dílčích cílů:

- Teoretický rozbor asynchronního motoru napájeného z měniče frekvence v generátorickém režimu.
- Teoretický rozbor metod řízení asynchronního motoru v generátorickém režimu.
- Teoretický rozbor řízení měniče frekvence umožňující rekuperaci energie do napájecí sítě.
- Návrh a realizace simulačních modelů v programovém prostředí MATLAB/SIMULINK.
- Realizace funkčního vzorku pohonu s asynchronním motorem a měničem frekvence s pulzním usměrňovačem, který je řízen mikropočítačovým řídicím systémem se signálovým mikroprocesorem TMS320F28335 firmy Texas Instruments.
- Experimentální ověření vlastností funkčního vzorku elektrického pohonu v aplikaci větrné elektrárny.
- Vyhodnocení experimentálních a simulačních výsledků.

1 ÚVOD

S narůstajícím využíváním obnovitelných zdrojů elektrické energie, roste potřeba tyto zdroje lépe využít i v oblastech, kde zdroje nejsou příliš stabilní a neposkytují stabilní dodávku energie. Proto začaly vznikat úvahy o chytrých sítích „smartgrid“, kdy nestálost spotřeby energie na straně spotřebitelů i dodávka energie na straně zdrojů je lokálně i globálně inteligentně regulována. Taková síť je pak podpořena lokálními akumulačními prvky energie. Jedním z takových zdrojů je například energie větru. Klasická konstrukce velké elektrárny předpokládá stabilní otáčky vrtule a jako generátor je použit synchronní stroj a regulace výkonu větrného motoru je prováděna pomocí natáčení listů vrtule. Jiná možnost u velkých strojů je použití kroužkových asynchronních strojů ve spolupráci se nadsynchronní či podsynchronní kaskádou. Pro malé výkony se často používají synchronní stroje s permanentními magnety, které pracují do neřízeného usměrňovače, a při dostatečném usměrněném napětí je pak pomocí střídače vyveden výkon do sítě. Jedním z řešení lepšího využití potenciálu větrného motoru (či jiného proměnlivého zdroje energie) je použít regulovaný pohon se asynchronním strojem v generátorickém režimu, přičemž stroj je napájen z měniče frekvence a meziobvod je napájen z pulzního usměrňovače. Pulzní usměrňovač nám umožňuje regulovat dodávku výkonu do sítě a také rozběh větrného motoru při nízké rychlosti větru. Rovněž můžeme do meziobvodu měniče zařadit akumulátor a do něj ukládat přebytky energie a tu dodávat v okamžicích, kdy je výkon větrného motoru nedostatečný. Tímto by byla naplněna jedna z myšlenek inteligentní sítě. V práci je tudíž popsáno jedno z možných řešení zdroje elektrické energie s asynchronním strojem jako generátorem. Zdroj umožňuje práci v síti, akumulaci energie a práci v ostrovním režimu. Pro možnost zkoušení metod a způsobů řízení a regulace pohonu byl navržen pomocný pohon simulující větrný motor, který reaguje jako skutečný větrný motor. V závěru jsou pak zveřejněny výsledky měření na uvedeném řešení.

2 ROZBOR PROBLEMATIKY POHONU S ASYNCHRONNÍM STROJEM V GENERÁTORICKÉM REŽIMU

Nejběžnějším asynchronním strojem je třífázový asynchronní stroj s kotvou nakrátko, který se vyrábí v širokém rozmezí výkonu a otáček, je spolehlivý a nenáročný na obsluhu a údržbu. Díky své konstrukční jednoduchosti je nejužívanějším druhem motoru. Jeho nevýhoda v nemožnosti snadné regulace rychlosti a momentu zanikla rozvojem výkonové elektroniky a řídicích systémů. Tento rozvoj pak zajistil dominantní postavení i v oblasti regulovaných pohonů všeobecného použití. Takže pokud je zmiňován asynchronní stroj, je tímto myšlen stroj s kotvou nakrátko. Motory s vinutou kotvou a kroužky se pro pohony s měniči frekvence příliš často nevyskytují. Problém pohonu s asynchronním strojem v generátorickém režimu lze rozdělit do několika částí. První se zabývá vlastnostmi asynchronního stroje v generátorickém režimu a podmínkami jeho provozu. Navazuje provedení měniče pro napájení asynchronního generátoru a možnosti rekuperace. Poslední část popisuje řízení měniče a celého pohonu z hlediska generátoru.

2.1 ASYNCHRONNÍ STROJ V GENERÁTORICKÉM REŽIMU

Asynchronní stroj je charakterizován, tím že nemá přímou elektrickou vazbu mezi statorem a rotorem. Výkon mezi statorem a rotorem je přenášen pomocí elektromagnetické indukce, proto je někdy nazýván indukčním strojem. Jeho funkce je založena na vzájemném působení magnetického točivého pole statoru a proudů vyvolaných ve vinutí rotoru tímto točivým polem.[1] Tato vazba je pak podobná magnetické vazbě jako u transformátorů. Aby se v rotoru indukovala příslušná elektromotorická síla, je potřeba, aby existoval rozdíl rychlosti rotoru oproti točivému poli statoru. Tento rozdíl pak nazýváme skluzem.

$$s = \frac{n_s - n}{n_s} \quad 2.1$$

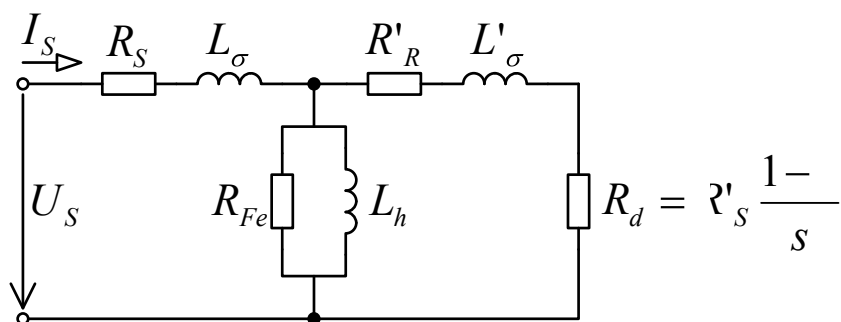
Kde je:

n otáčky rotoru [min^{-1}]

$n_s = \frac{60f}{p}$ jsou synchronní otáčky magnetického pole [min^{-1}]

p počet pólpárů stroje

f satorová frekvence

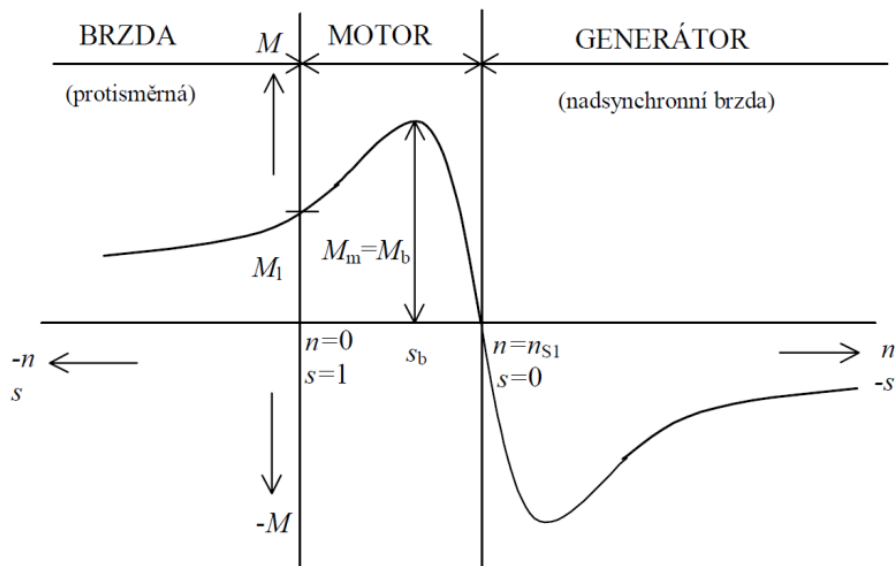


Obr. 2.1 Náhradní schéma asynchronního stroje

Na Obr. 2.2 je momentová charakteristika asynchronního stroje [1]. Pokud chceme, aby stroj pracoval v generátorickém režimu, musíme mu připravit příslušné podmínky.

- skluz musí být záporný
- stroj musí mít k dispozici zdroj magnetizačního proudu

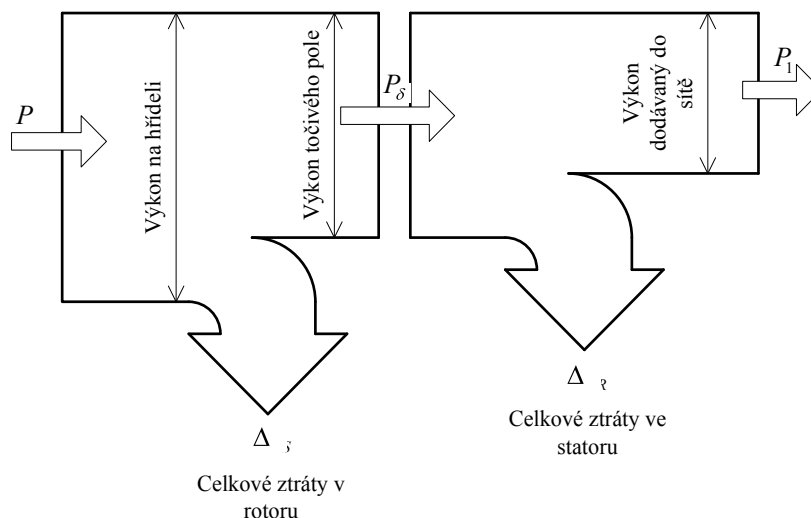
První podmínku lze zajistit buď zvýšením otáček rotoru nad synchronní otáčky, nebo pomocí změny frekvence statorového napětí prostřednictvím frekvenčního měniče. Dodávku jalové energie pro magnetizaci stroje při napájení ze sítě zajišťuje sama elektrická síť. Při napájení z frekvenčního měniče tento magnetizační proud pak zajišťuje frekvenční měnič a způsob jeho řízení.



Obr. 2.2 Momentová charakteristika asynchronního stroje

Pro změnu otáček při konstantním momentu musíme, buď změnit charakteristiku motoru změnou statorového napětí, čímž zvýšíme skluz anebo změnou frekvence napájecího napětí. Změna skluzu je značně nevhodná a neumožňuje velký pracovní rozsah otáček rotoru. Pokud je pro regulaci otáček použita některá z moderních metod řízení například dále zmiňované vektorové řízení s regulací magnetického toku a momentu, tak pak při nízkých

otáčkách a konstantním brzděném momentu hrozí, že synchronní otáčky jsou již záporné a motor brzdí protiproudem, motoricky.



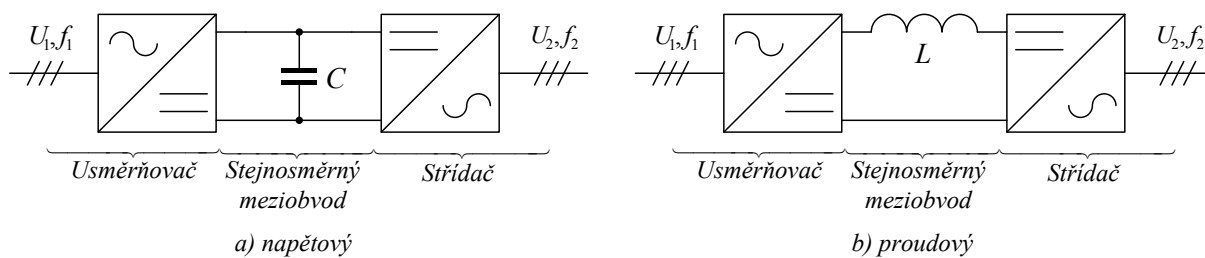
Obr. 2.3 Ztráty v asynchronním generátoru

Tento problém generátorického chodu asynchronního motoru lze vyjádřit pomocí ztrát v generátorickém režimu. Na Obr. 2.3 jsou tyto ztráty vyjádřeny graficky, kde mechanický výkon na hřídeli je snížen o ztráty v rotoru, způsobené mechanicky (třením a větráním) nebo elektricky (vinutí). Pak výkon točivého pole procházející vzduchovou mezerou stroje je snížen o ztráty ve statoru tvořené ztrátami v magnetickém obvodu stroje a ztrátami ve vinutí. Konečný výkon dodávaný do sítě je tedy menší o celkové ztráty ve stroji. Pokud by tedy byl mechanický výkon při daném momentu zatížení generátoru menší než ztráty, tak pak by stroj již nebyl z pohledu napájení generátorem ale motorem. Při pohledu z mechanické strany by ale byl stále generátorem či brzdou.

Při provozu generátoru s měničem frekvence je pak potřeba ještě ke ztrátám přičíst ztráty v měniči frekvence. Je tak potřeba mít na paměti, že i tyto ztráty vzniklé při provozu generátoru omezují pracovní oblast generátoru v oblasti malých zátěžných momentů.

2.2 MĚNIČ PRO ČTYŘKVADRANTOVÝ POHON S ASYNCHRONNÍM STROJEM

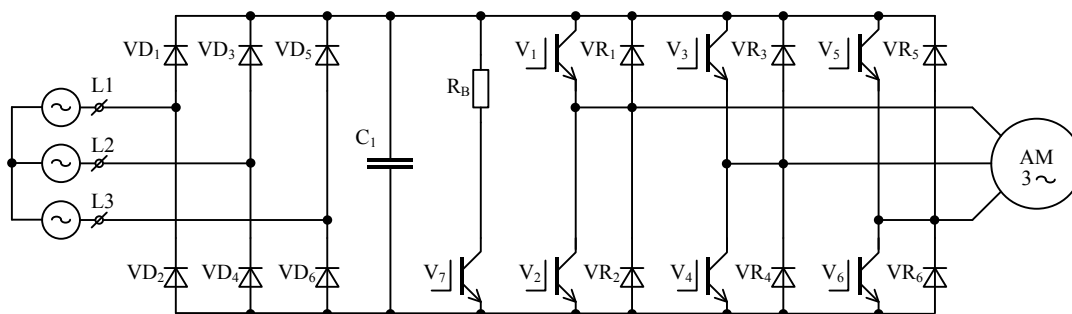
Existuje několik typů měničů umožňujících čtyř-kvadrantový provoz elektrického pohonu. Podle funkce rozlišujeme měniče frekvence přímé a nepřímé. Nepřímé měniče frekvence se skládají z usměrňovače, stejnosměrného meziobvodu a střídače. Takže zde neexistuje přímá vazba mezi vstupem a výstupem měniče. Nepřímé měniče frekvence pak můžeme rozdělit na ty s napětovým meziobvodem a s proudovým meziobvodem [2]. Napětové používají k filtraci napětí v meziobvodu kondenzátor filtrující napětí v meziobvodu a proudové tlumivku filtrující proud tekoucí meziobvodem [3]. Blokové schéma těchto měničů je na Obr. 2.4.



Obr. 2.4 Blokové schéma nepřímých měničů frekvence

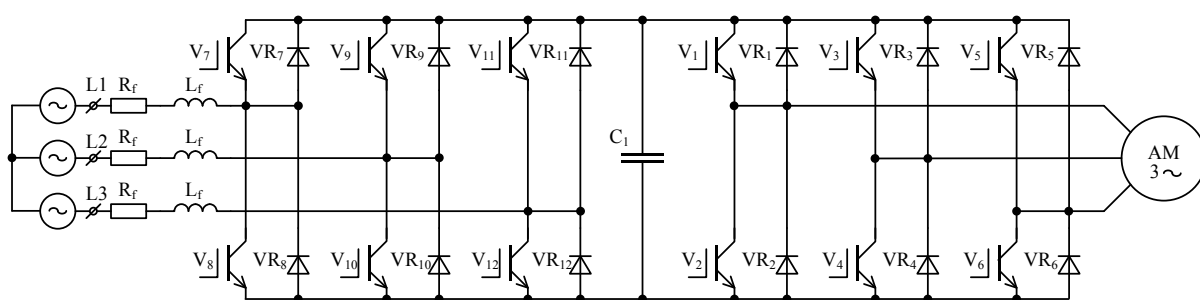
Standardní provedení měniče napěťového typu využívá na vstupu neřízený diodový usměrňovač a proudový typ pak řízený tyristorový usměrňovač, který řídí proud tlumivkou v meziobvodu. Zapojení napěťového typu nemůže rekuperovat energii zpět do sítě. Diody umožňují pouze jednu polaritu proudu a to směrem do meziobvodu. Proudové typy nepřímých měničů umožňují rekuperaci proudu změnou polarity napětí v meziobvodu, tím přejde vstupní tyristorový usměrňovač do střídačového chodu. Řešení proudového typu měniče pro malé výkony je neekonomické a tyto typy měničů se tedy používají v oblasti velkých výkonů. Práce se jimi dále nezabývá a zaměřuje se na typy s napěťovým meziobvodem.

Možným řešením rekuperace u měniče s napěťovým meziobvodem by bylo použití čtyřkvadrantového řízeného usměrňovače, tj. dvou řízených tyristorových usměrňovačů zapojených antiparalelně. Střídačový chod usměrňovače, ale přináší řadu problémů, nízký účinník, neharmonický proud, nebo také riziko prohoření střídače proto se tohoto řešení běžně neužívá. Pohony, které generátorický brzdi a jsou napájené z neřízeného usměrňovače, pak tedy maří brzdou energii v brzdovém odporníku, který je připojován pomocí spínacího prvku paralelně ke kondenzátoru v meziobvodu měniče. Schéma takového provedení je na Obr. 2.5.



Obr. 2.5 Schéma standardního nepřímého měniče frekvence s napěťovým meziobvodem.

Rekuperaci u nepřímých měničů kmitočtu s napěťovým meziobvodem je možné řešit použitím pulzního usměrňovače pro napájení stejnosměrného meziobvodu. Je jim možné napájet i měnič s proudovým meziobvodem. Zapojení typického měniče s napěťovým meziobvodem a pulzním usměrňovačem je na Obr. 2.6.



Obr. 2.6 Schéma zapojení měniče s napětovým meziobvodem a pulzním usměrňovačem.

Oproti standardnímu zapojení je vidět, že takovýto měnič obsahuje dva střídače, přičemž první je střídavou stranou připojen přes filtrační tlumivky k třífázovému napájecímu zdroji, druhý pak pohání příslušný elektrický stroj. Funkce pulzního usměrňovače vychází z principu zvyšujícího pulzního měniče. Tomu odpovídá i vyšší hodnota napětí v meziobvodu, oproti klasickému diodovému usměrňovači. Charakteristickým znakem pulzního usměrňovače je možnost nastavení požadovaného účinníku, to znamená odebírat i dodávat jalovou energii do sítě. Matematický popis a konkrétní řízení pulzního usměrňovače je rozebráno dále.

2.3 REGULACE VÝKONU ASYNCHRONNÍHO GENERÁTORU

Mezi regulační techniky pro regulaci polohy, otáček či momentu motoru patří tři hlavní metody. Jako historicky první bylo uvedeno skalární řízení. Toto řízení není náročné na řídicí systém, poskytuje dobré výsledky při regulaci ve statickém režimu, nebo při pomalé změně žádaných hodnot. V dynamických rychlých dějích není motor optimálně řízen a kvalita regulace je nedostatečná [4].

Dalším typem regulace je vektorové řízení s orientací na magnetický tok [5]. Toto řízení nám umožňuje dosáhnout stejných kvalit regulace jako u stejnosměrných pohonů. Principem vektorového řízení je přímá regulace složek statorového proudu, tedy tokotvorné a momentotvorné složky proudu stroje. Tyto dva proudy zjišťujeme ze statorových proudů pomocí výpočtu v modelu stroje. Existují různé modely motoru, pro asynchronní stroj používáme proudový model a napětový model. Oba mají své výhody a nevýhody. Napětový model obsahuje otevřenou integraci, která je náchylná na ujíždění sumy integrátoru vlivem malých offsetů A/D převodníku, výhodou je, že pro výpočet nepotřebujeme informaci o poloze rotoru. Proudový model neobsahuje otevřenou integraci, ale je citlivý na změnu rotorového odporu, tedy na změnu rotorové časové konstanty. Rovněž potřebujeme znát polohu rotoru. Existuje mnoho metod řešící adaptaci změny časové konstanty [6], a taktéž jsou známy metody na estimaci polohy rotoru, které se neustále vyvíjejí.

Poslední používanou metodou je přímé řízení momentu. Princip metody spočívá na přímém výběru spínacího vektoru měniče podle požadovaného momentu a magnetického toku motoru. Tato metoda poskytuje výborné výsledky v dynamické oblasti řízení momentu, není náročná na řídicí systém, je robustní, nepotřebuje ke své činnosti znalost polohy rotoru.

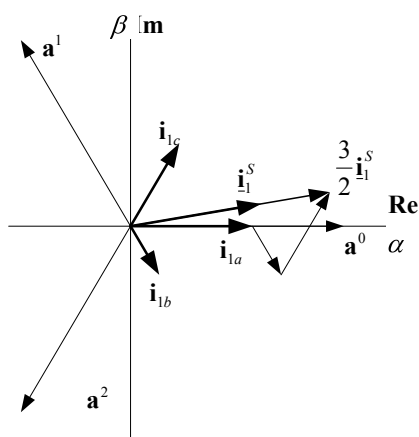
2.3.1 MATEMATICKÝ POPIS ASYNCHRONNÍHO STROJE

Základním principem vektorového řízení asynchronního stroje je rozklad prostorového vektoru statorového proudu na dvě složky i_{lx} a i_{ly} , které jsou navzájem kolmé. Jedna určuje magnetizaci stroje a druhá jeho moment, tyto složky přímo souvisí s jalovým a činným výkonem stroje. Obě složky musí být pak pomocí regulačních obvodů regulovány bez vzájemného ovlivňování. Pro popis tohoto typu řízení si musíme definovat matematický model asynchronního stroje

Matematický model obecného střídavého stroje je značně složitý. Pro zjednodušený, ale dostatečně přesný popis matematického modelu asynchronního stroje musíme nadefinovat několik zjednodušujících předpokladů a podmínek [1, 5, 7, 8]:

- Napájení třífázovým souměrným harmonickým napětím
- Vinutí jednotlivých fází jsou prostorově symetricky rozloženy v drážkách statoru a rotoru
- Odporů a indukčností jednotlivých fází statoru i rotoru jsou shodné
- Magnetizační charakteristika je lineární
- Rozložení magnetické indukce ve vzduchové mezeře je harmonické
- Není respektován skinefekt
- Nejsou respektovány ztráty v železe

Použité veličiny ve výpočtech jsou přepočteny na stator. K sestavení matematického modelu je pak použita symbolicko-komplexní metoda, která je použitelná pro stroj se symetrickými obvody statoru a rotoru. Matematický popis se pak zjednoduší zavedením komplexních prostorových vektorů [5, 7].



Obr. 2.7 Definice prostorového vektoru.

Pro obecný střídavý stroj se symetrickým třífázovým statorovým a rotorovým vinutím lze definovat prostorové vektory statorového proudu v statorovém souřadnicovém systému $[α, β]$ na Obr. 2.7 a rotorového proudu v rotorovém souřadnicovém systému $[d, q]$ ve tvaru [5]

$$\mathbf{i}_1^S = \frac{2}{3}(i_{1a} + i_{1b}a + i_{1c}a^2) \quad 2.2$$

$$\mathbf{i}_2^R = \frac{2}{3}(i_{2a} + i_{2b}a + i_{2c}a^2) \quad 2.3$$

Kde jsou:

$$a = e^{j\frac{2}{3}\pi}$$

i_{1a}, i_{1b}, i_{1c} okamžité hodnoty statorových proudů jednotlivých fází

i_{2a}, i_{2b}, i_{2c} okamžité hodnoty rotorových proudů jednotlivých fází

Obdobně lze vyjádřit prostorové vektory statorového a rotorového napětí:

$$\mathbf{u}_1^S = \frac{2}{3}(u_{1a} + u_{1b}a + u_{1c}a^2) \quad 2.4$$

$$\mathbf{u}_2^R = \frac{2}{3}(u_{2a} + u_{2b}a + u_{2c}a^2) \quad 2.5$$

U nevyvedeného uzlu vinutí pak platí:

$$i_{1a} + i_{1b} + i_{1c} = 0 \quad 2.6$$

$$i_{2a} + i_{2b} + i_{2c} = 0 \quad 2.7$$

Ve statorovém souřadném systému $[\alpha, \beta]$, jehož reálná osa je totožná s osou vinutí fáze a, lze vyjádřit prostorový vektor statorového proudu \mathbf{i}_1^S ve tvaru:

$$\mathbf{i}_1^S = i_{1\alpha} + j i_{1\beta} \quad 2.8$$

Pak transformace z třífázového systému $[a, b, c]$ do dvoufázového systému $[\alpha, \beta]$ probíhá podle následujících rovnic:

$$\begin{bmatrix} i_{1\alpha} \\ i_{1\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{2}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1a} \\ i_{1b} \end{bmatrix} \quad 2.9$$

A zpětná transformace probíhá podle následujícího tvaru:

$$\begin{bmatrix} i_{1a} \\ i_{1b} \\ i_{1c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1\alpha} \\ i_{1\beta} \end{bmatrix} \quad 2.10$$

Stejným způsobem pak lze provést transformaci libovolného prostorového vektoru příslušné veličiny.

Pro případ dvoupólového asynchronního stroje s kotvou nakrátko pak můžeme odvodit následující soustavu diferenciálních rovnic odvozenou z matematického modelu obecného střídavého stroje:

$$R_S i_1^S + L_S \frac{d(i_1^S)}{dt} + L_h \frac{d(i_2^R e^{j\varepsilon})}{dt} = u_1^S \quad 2.11$$

$$R_R i_2^R + L_R \frac{d(i_2^R)}{dt} + L_h \frac{d(i_1^S e^{-j\varepsilon})}{dt} = 0 \quad 2.12$$

$$J \frac{d(\omega_m)}{dt} = \frac{3}{2} L_h \text{Im}[i_1^S (i_2^R e^{j\varepsilon})^*] - m_z \quad 2.13$$

$$\omega_m = \frac{d(\varepsilon)}{dt} \quad 2.14$$

Kde jsou:

R_S, R_R odpor jedné fáze statorového, přepočteného rotorového vinutí

L_S, L_R celková indukčnost jedné fáze statorového, odporového vinutí

L_h hlavní indukčnost

ε úhel mezi reálnými osami rotorového a statorového systému souřadnic

ω_m úhlová rychlost rotoru

J celkový moment setrvačnosti

m_z moment zátěže

Celkové indukčnosti L_S, L_R můžeme vyjádřit prostřednictvím hlavní indukčnosti L_h a rozptylových činitelů statorového a rotorového vinutí σ_S, σ_R :

$$L_S = (1 + \sigma_S) L_h \quad 2.15$$

$$L_R = (1 + \sigma_R) L_h \quad 2.16$$

Kdy činitele rozptylu můžeme určit vztahy:

$$\sigma_S = \frac{L_{S\sigma}}{L_h} = \frac{L_S}{L_h} - 1 \quad 2.17$$

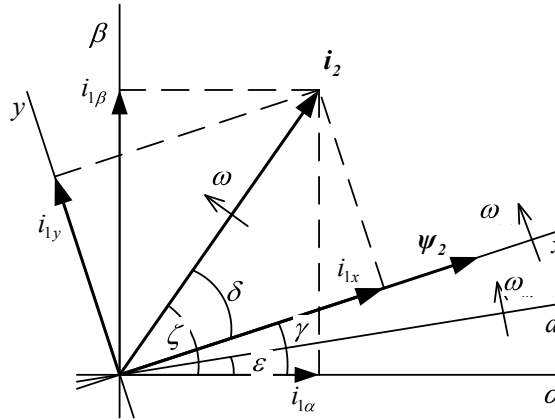
$$\sigma_R = \frac{L_{R\sigma}}{L_h} = \frac{L_R}{L_h} - 1 \quad 2.18$$

Výsledný nazývaný též totální činitel rozptylu pak určujeme vztahem:

$$\sigma = \frac{L_h^2}{L_S L_R} = 1 - \frac{1}{(1 + \sigma_S)(1 + \sigma_R)} \quad 2.19$$

Soustavu rovnic (2.10 a 2.11) můžeme zjednodušit vhodnou volbou vztažného souřadného systému. Vhodná volba tohoto systému umožní snadné odstranění vzájemné vazby mezi jednotlivými složkami. Proto je vhodné zvolit souřadný systém (systém orientovaných

souřadnic $[x, y]$ orientovaný na rotorový spřažený magnetický tok, který je tvořen magnetizačním proudem i_m na hlavní indukčnosti motoru L_m jak je zobrazeno na Obr. 2.8.



Obr. 2.8 Rozklad prostorového vektoru statorového proudu na jednotlivé složky

Prostorový vektor magnetizačního proudu ve statorovém souřadném systému je definován takto:

$$\mathbf{i}_m^S = \frac{\Psi_2^R e^{j\epsilon}}{L_h} = \mathbf{i}_1^S + (1 + \sigma_R) \mathbf{i}_2^R e^{j\epsilon} \quad 2.20$$

Můžeme vyjádřit rovněž napěťové rovnice motoru těmito vztahy:

$$R_S \mathbf{i}_1^S + \sigma L_S \frac{d(\mathbf{i}_1^S)}{dt} + (1 - \sigma) L_S \frac{d(\mathbf{i}_m^S)}{dt} = \mathbf{u}_1^S \quad 2.21$$

$$R_R \mathbf{i}_2^R + L_h \frac{d(\mathbf{i}_m^S e^{-j\epsilon})}{dt} = 0 \quad 2.22$$

Derivováním rovnice (2.20) a úpravou dostaneme vztah:

$$T_R = \frac{d(\mathbf{i}_m^S)}{dt} + (1 - j\omega_m T_R) \mathbf{i}_m^S = \mathbf{i}_1^S \quad 2.23$$

Pro získání rovnic, které popisují chování asynchronního stroje s kotvou nakrátko v systému orientovaných souřadnic, musíme definovat vektorové natočení z jednoho souřadného systému $[\alpha, \beta]$ do jiného souřadného systému $[x, y]$, jehož reálná osa x leží ve směru prostorového vektoru rotorového spřaženého toku Ψ_2 nebo také prostorového vektoru magnetizačního proudu \mathbf{i}_m které se otáčejí úhlovou rychlostí ω_{im} . Toto natočení je definováno:

$$\mathbf{x}^O = \mathbf{x}^S e^{-j\gamma} \quad 2.24$$

Kde jsou:

\mathbf{x}^O veličina definovaná v systému orientovaných souřadnic - SOS $[x, y]$

\mathbf{x}^S veličina definovaná v statorovém systému souřadnic - SSS $[\alpha, \beta]$

γ úhel mezi reálnými osami SOS a SSS

Pak touto úpravou získáme z rovnic (2.20) a (2.22) tyto rovnice:

$$R_S \dot{\mathbf{i}}_1^0 + \sigma L_S \frac{d(\mathbf{i}_1^0)}{dt} + j\omega_{im} \sigma L_S \mathbf{i}_1^0 + (1 - \sigma) L_S \frac{d(\mathbf{i}_m^0)}{dt} + j\omega_{im} (1 - \sigma) L_S \mathbf{i}_m^0 = \mathbf{u}_1^0 \quad 2.25$$

$$T_R \frac{d(\mathbf{i}_m^0)}{dt} + j\omega_{im} T_R \mathbf{i}_m^0 + (1 - j\omega_m T_R) \mathbf{i}_m^0 = \mathbf{i}_1^0 \quad 2.26$$

$$\omega_m = \frac{d(\varepsilon)}{dt}, \omega_{im} = \frac{d(\gamma)}{dt} \quad 2.27$$

Jednotlivé prostorové vektory v orientovaném souřadném systému pak můžeme vyjádřit vztahy:

$$\mathbf{i}_1^0 = i_{1x} + j i_{1y}, \mathbf{u}_1^0 = u_{1x} + j u_{1y}, \mathbf{i}_m^0 = i_{mx} = i_m \quad 2.28$$

Úpravou předchozích rovnic získáme soustavu rovnic popisující chování asynchronního motoru s kotovou nakrátko v systému orientovaných souřadnic:

$$\sigma T_S \frac{d(i_{1x})}{dt} + i_{1x} = \frac{u_{1x}}{R_S} + \omega_{im} \sigma T_S i_{1y} - (1 - \sigma) T_S \frac{d(i_m)}{dt} \quad 2.29$$

$$\sigma T_S \frac{d(i_{1y})}{dt} + i_{1y} = \frac{u_{1y}}{R_S} - \omega_{im} \sigma T_S i_{1x} - (1 - \sigma) \omega_{im} T_S i_m \quad 2.30$$

$$T_R \frac{d(i_m)}{dt} + i_m = i_{1x} \quad 2.31$$

$$\omega_2 = \omega_1 - \omega_m = \frac{1}{i_m T_R} i_{1y} \quad 2.32$$

$$J \frac{d(\omega_m)}{dt} = \frac{3}{2} \frac{L_h}{1 + \sigma_R} i_m i_{1y} - m_z \quad 2.33$$

$$\omega_m = \frac{d(\varepsilon)}{dt}, \omega_{im} = \frac{d(\gamma)}{dt}, \omega_1 = \omega_{im} + \frac{d(\delta)}{dt} = \frac{d(\zeta)}{dt} \quad 2.34$$

$$T_S = \frac{L_S}{R_S}, T_R = \frac{L_R}{R_R} \quad 2.35$$

$$\zeta = \gamma + \delta \quad 2.36$$

2.3.2 VYHODNOCENÍ ORIENTUJÍCÍCH VELIČIN

Kvalita vektorového řízení mimo jiné závisí na správném vyhodnocení orientujících veličin. Protože přesnost stanovení těchto veličin určuje stupeň od vazbení jednotlivých složek prostorového vektoru statorového proudu a ovlivňují kvalitu regulačních dějů [5]. Jedním z širšího souhrnu metod pro určování orientujících veličin je metoda proudového modelu. Tato metoda je jednoduchá pro výpočetní realizaci v mikropočítačích, její nevýhoda je v nutnosti zjištění polohy rotoru vůči statoru a je citlivá na změnu rotorové časové konstanty, která se mění s teplotou rotoru. Na její adaptaci pak existuje řada metod. Absolutní velikost prostorového

vektoru magnetizačního proudu i_m a orientujícího úhlu γ respektive hodnotu sinu a cosinu tohoto úhlu, lze vyhodnotit z prostřednictvím následujících rovnic:

$$\dot{i}_1^R = \dot{i}_m^R + T_R \frac{d(\dot{i}_m^R)}{dt} \quad 2.37$$

Vztah (2.37) také můžeme vyjádřit ve složkovém tvaru:

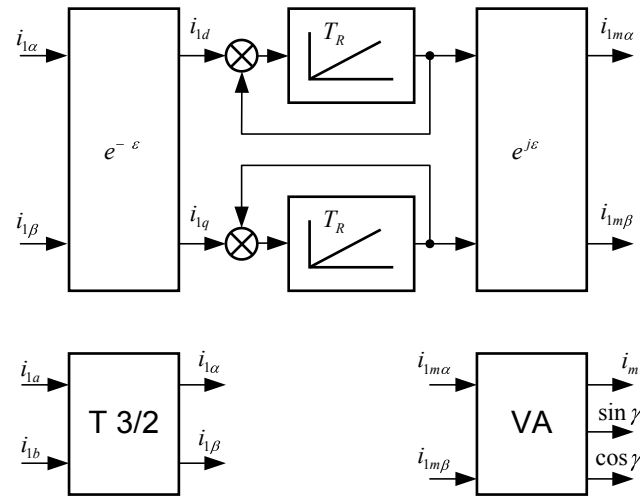
$$i_{1d} = i_{md} + T_R \frac{d(i_{md})}{dt} \quad 2.38$$

$$i_{1q} = i_{mq} + T_R \frac{d(i_{mq})}{dt} \quad 2.39$$

$$i_m = \sqrt{i_{m\alpha}^2 + i_{m\beta}^2} \quad 2.40$$

$$\sin \gamma = \frac{i_{m\beta}}{i_m}, \cos \gamma = \frac{i_{m\alpha}}{i_m} \quad 2.41$$

Tento výpočet je realizován strukturou na Obr. 2.9 blok transformace T3/2 provádí výpočet podle rovnice (2.8) a blok vektorového analyzátoru VA realizuje rovnice (2.40) a (2.41).



Obr. 2.9 Vyhodnocení orientujících veličin a magnetizačního proudu

2.3.3 STRUKTURA VEKTOROVÉHO ŘÍZENÍ MOMENTU A TOKU ASYNCHRONNÍHO STROJE

Z rovnic (2.29) a (2.30) vyplývá, že není zrušená vazba mezi oběma složkami prostorového vektoru proudu. Tuto vazbu lze poměrně jednoduše zrušit pomocí vztahů (2.42 a 2.43). Určení těchto vztahů je možné za předpokladu zajištění konstantního proudu i_m .

$$u_{xe} = \omega_{im} \sigma L_S i_{1y} \quad 2.42$$

$$u_{ye} = -[\omega_{im} \sigma L_S i_{1x} + \omega_{im} (1 - \omega) L_S i_m] \quad 2.43$$

Přičteme-li výše uvedená napětí k výstupům regulátorů proudu v příslušných osách, zrušíme vzájemnou vazbu mezi složkami. Regulovanou soustavu proudu pak popisujeme přenosovou funkcí setrvačného členu s časovou konstantou:

$$T_I = \sigma T_S = \sigma \frac{L_S}{R_S} \quad 2.44$$

Výsledný přenos soustavy, kterou tvoří výkonový měnič, snímač proudu, AD převodník mikropočítače je dán celkovým zesílením $\frac{K_M K_I K_{AD}}{R_S}$, velkou časovou konstantou T_I a součtovou konstantou T_{NKI} . Přenos otevřené regulační smyčky proudu v jednotlivých osách lze vyjádřit vztahem:

$$F_{OI}(p) = K_{RI} \frac{1 + pT_{RI}}{pT_{RI}} \frac{K_M K_I K_{AD}}{R_S} \frac{1}{1 + pT_I} \frac{1}{1 + pT_{NKI}} \quad 2.45$$

$$T_I = \sigma \frac{L_S}{R_S}, T_{NKI} = 1,5T_{OI} + T_M \quad 2.46$$

Kde jsou:

T_{OI} vzorkovací perioda regulační smyčky proudu

T_M je časová konstanta přenosu výkonového měniče

Pak podle návrhu pomocí metody optimálního modulu navrhne PI-regulátor v jednotlivých složkách x a y s parametry:

$$K_{RI} = \frac{R_S}{K_M K_I K_{AD}} \frac{T_I}{2T_{NKI}}, T_{RI} = T_I \quad 2.47$$

Pro návrh regulační smyčky magnetizačního proudu i_m (magnetického toku) v ose x se provede obdobným způsobem z rovnice:

$$T_R \frac{d(i_m)}{dt} + i_m = i_{1x} \quad 2.48$$

Přenos otevřené regulační smyčky magnetizačního proudu lze vyjádřit vztahem:

$$F_{O\psi}(p) = K_{R\psi} \frac{1 + pT_{R\psi}}{pT_{R\psi}} \frac{1}{K_I K_{AD}} \frac{1}{1 + pT_R} \frac{1}{1 + 2pT_{NKI}} \frac{1}{1 + 0,5pT_{O\psi}} \quad 2.49$$

Kde je $T_{O\psi}$ vzorkovací perioda regulační smyčky magnetizačního proudu.

Nekompenzovaná časová konstanta regulační smyčky magnetizačního proudu je:

$$T_{NK\psi} = 2T_{NKI} + 0,5T_{O\psi} \quad 2.50$$

Navržený PI regulátor metodou optimálního modulu má tyto parametry:

$$K_{R\psi} = K_I K_{AD} \frac{T_R}{2T_{NK\psi}}, T_{R\psi} = T_R \quad 2.51$$

Při návrhu regulátoru rychlosti vycházíme z pohybové rovnice asynchronního motoru:

$$J \frac{d(\omega_m)}{dt} = \frac{3}{2} \frac{L_h}{1 + \sigma_R} i_m i_{1y} - m_z = K_m i_m i_{1y} - m_z \quad 2.52$$

Pokud má snímač rychlosti přenos K_ω , pak přenos otevřené smyčky regulátoru rychlosti je dán vztahem:

$$F_{O\omega}(p) = K_{R\omega} \frac{1 + pT_{R\omega}}{pT_{R\omega}} \frac{1}{1 + 2pT_{NKI}} \frac{K_\omega K_m i_m}{pK_I K_{ADJ}} \frac{1}{1 + 0,5pT_{o\omega}} \quad 2.53$$

Kde jsou:

T_{NKI} nekompenzovaná časová konstanta regulační smyčky proudu

$T_{o\omega}$ vzorkovací perioda regulační smyčky rychlosti

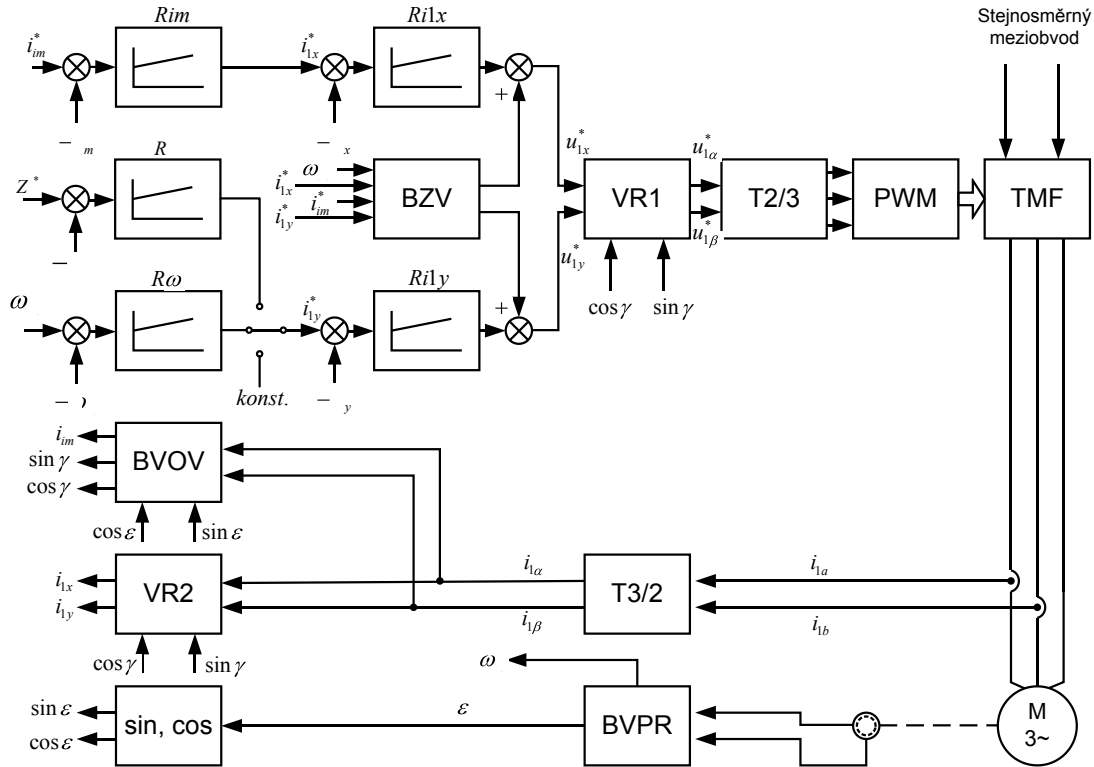
Nekompenzovaná časová konstanta rychlostní smyčky:

$$T_{NK\omega} = 2T_{NKI} + 0,5T_{o\omega} \quad 2.54$$

Pro regulační smyčku rychlosti je vhodné použít výpočet parametrů regulátoru pomocí metody symetrického optima:

$$K_{R\psi} = \frac{K_I K_{ADJ}}{K_\omega K_m i_m}, T_{R\omega} = 4T_{NK\omega} \quad 2.55$$

Na Obr. 2.10 je bloková struktura regulace rychlosti asynchronního stroje s kotvou nakrátko s vektorovým řízením v systému orientovaných souřadnic.



Obr. 2.10 Struktura regulace rychlosti asynchronního stroje s vektorovým řízením s orientací na rotorový magnetický tok.

Statorové fázové proudy tekoucí asynchronním motorem jsou měřeny pomocí čidel, tyto proudy jsou posléze transformovány do dvoufázového systému statorových souřadnic pomocí bloku T3/2. Z těchto proudů pomocí bloku výpočtu orientujících veličin - BVOV a znalosti polohy rotoru z bloku výpočtu polohy rotoru - BVPR, je zjištěna poloha magnetizačního toku a jeho velikost. Pomocí orientujících veličin jsou v bloku vektorového natočení - VR2 vypočteny složky statorového proudu v systému orientujících veličin. Pak pomocí regulátorů magnetizačního proudu a otáček jsou vypočteny požadované hodnoty těchto proudů. Z těchto požadovaných a skutečných hodnot statorového proudu v systému orientovaných souřadnic jsou vypočteny odchylky a následně zpracovány regulátory proudu. K požadovaným hodnotám proudu jsou připočteny složky z bloku zrušení vazby BZV, a tyto složky požadovaného napětí na statoru jsou vektorovou rotací VR1 natočeny zpět do statorového souřadného systému. Pomocí transformace T2/3 jsou pak vypočteny jednotlivá řídicí napětí pro PWM generátor pulzů, který vytváří jednotlivé spínací pulzy pro tranzistory v tranzistorovém měniči frekvence TMF.

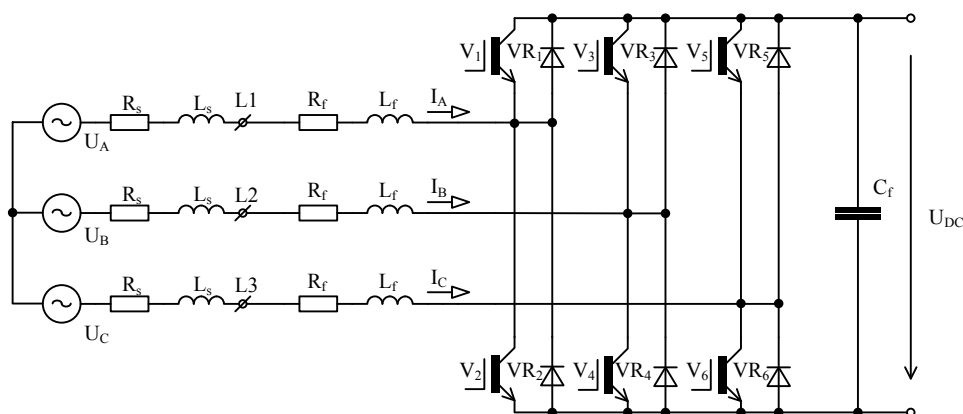
2.4 REGULACE PULZNÍHO USMĚRŇOVAČE

Pro regulaci usměrňovače existuje také několik druhů metod. Dá se spatřit podobnost s regulací asynchronního motoru. Jedna velmi jednoduchá metoda pracuje s fázovým závěsem,

který generuje třífázové řídicí napětí, které je pak vynásobeno požadovaným proudem, a tento požadovaný proud je porovnáván se skutečným proudem hysterezním regulátorem, který přímo řídí spínání tranzistoru v usměrňovači. Toto řešení je citlivé na správnou funkci fázového závěsu a proměnná spínací frekvence měniče ztěžuje filtraci rušení [9].

Jiná metoda regulace pulzního usměrňovače je podobná skalárnímu řízení, kdy z požadovaného proudu, známého napětí sítě a parametrů pracovního filtru je vypočten řídicí úhel a velikost napětí. Tato metoda je citlivá na změnu parametrů filtrační tlumivky na vstupu usměrňovače[9].

Další metodou je vektorové řízení. Toto typ regulace je podobný vektorovému řízení motorů. Toto řízení přímo reguluje činnou a jalovou složku odebíraného či dodávaného výkonu. Podobně jako u vektorového řízení asynchronního stroje v systému orientujících veličin můžeme definovat prostorový vektor síťového napětí a proudu. Principem vektorového řízení je pak rozložení prostorového vektoru síťového proudu podle polohy prostorového vektoru síťového napětí a regulace jednotlivých složek tohoto proudu odděleně tak, aby se vzájemně neovlivňovaly. Jednotlivé složky proudu pak představují činný a jalový proud odebíraný ze sítě, respektive proud dodávaný do sítě. Existuje i metoda pro řízení usměrňovače podobná přímému řízení momentu a toku asynchronního stroje, kde se počítá s virtuálními toky ve filtračních tlumivkách a síťové napětí je bráno jako indukované napětí [10].

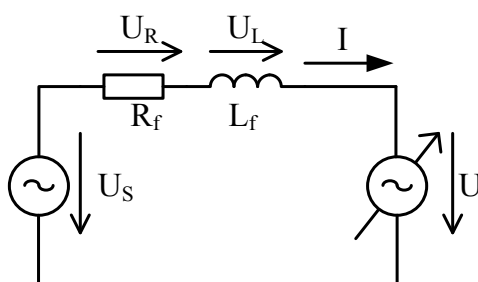


Obr. 2.11 Schéma zapojení výkonové části pulzního usměrňovače

2.4.1 MATEMATICKÝ POPIS PULZNÍHO USMĚRŇOVAČE

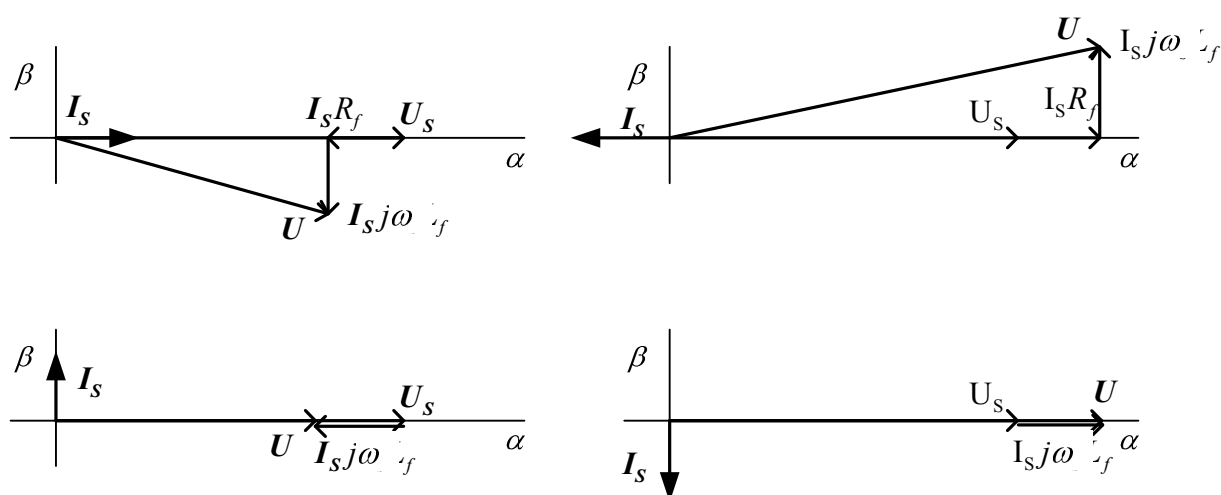
Matematický model pulzního usměrňovače je poměrně jednodušší než model asynchronního stroje. Na Obr. 2.12 je náhradní schéma jedné fáze řízeného usměrňovače. Zdroj U_s je ideální zdroj střídavého napětí s amplitudou fázového napětí U_s a síťovou frekvencí f . Řízený napěťový zdroj U představuje jednu větev pulzního usměrňovače, velikost amplitudy jeho napětí pak odpovídá velikosti napětí v meziobvodu a velikosti řídicího napětí pro PWM modulátor. Toto

napětí má shodou frekvenci se síťovým napětím. Pomocí jeho velikosti a fázového posuvu dosahujeme požadované hodnoty a směru proudu I [9].



Obr. 2.12 Náhradní schéma jedné fáze řízeného usměrňovače

Naší snahou je dosáhnout, aby síťový proud byl ve fázi nebo v protifázi se síťovým napětím. Pak dosahuje takový usměrňovač vysokého účinníku, který je velmi blízký jedné. Pokud je odebíraný proud ze sítě ve fázi se síťovým napětím, odebíráme činný výkon ze sítě, pokud je proud v protifázi odebíraný činný výkon je záporný, tudíž dodáváme energii zpět do sítě. Tyto dva případy jsou pak zobrazeny v komplexní rovině na Obr. 2.13. Na obrázku jsou rovněž zachyceny případy, kdy je odebírána či dodána pouze jalová energie.



Obr. 2.13 Komplexní diagram napětí a proudu v jedné fázi řízeného usměrňovače

Rovnice popisující jednu fázi řízeného usměrňovače je:

$$U = U_S - I_S(R_f + j\omega L_f) \quad 2.56$$

Velikost vektoru napětí a fázový úhel θ je pak vyjádřen pomocí rovnic:

$$U = \sqrt{(U_S + I_S R_f)^2 + (I_S \omega L_f)^2}, \theta = \tan^{-1} \frac{-I_S \omega L_f}{U_S - I_S R_f} \quad 2.57$$

Tento matematický popis je vhodný pro výpočet úbytku napětí na filtrační tlumivce, požadovaného napětí usměrňovače k napětí v meziobvodu. Analytické určení zvlnění proudu

tlumivkou je poměrně komplikované, napětí zdroje se mění harmonicky v čase a napětí na výstupu se mění podle aktuální spínací kombinace, která je určovaná modulátorem podle modulačního poměru, který se rovněž mění v čase. Pro odhad zvlnění proudu (výběr filtrační tlumivky) je možné použít následující vzorec:

$$\Delta I_S = \frac{\frac{2U_{DC}}{3}}{2f_s L_f} \quad 2.58$$

Kde je:

U_{DC} napětí meziobvodu

f_s spínací frekvence měniče

Pro řešení okamžitých hodnot napětí a proudů vyjdeme z těchto rovnic a provedeme transformaci do dvoufázového systému:

$$\mathbf{u}^S = \mathbf{u}_S^S - R_f \mathbf{i}_S^S - j\omega L_f \frac{d(\mathbf{i}_S^S)}{dt} \quad 2.59$$

Vektorovým natočením do orientovaného systému [d, q] a následné úpravě získáme následující rovnici popisující chování řízeného usměrňovače v systému orientovaných souřadnic:

$$L_f \frac{d(i_d)}{dt} = u_{sd} - i_d R_f + \omega L_f i_q - u_d \quad 2.60$$

$$L_f \frac{d(i_q)}{dt} = u_{sq} - i_q R_f + \omega L_f i_d - u_q \quad 2.61$$

$$C \frac{d(u_{dc})}{dt} = \frac{3u_s}{u_{dc}} i_d - i_{dc} \quad 2.62$$

2.4.2 VYHODNOCENÍ ORIENTUJÍCÍHO ÚHLU SÍTĚ

Obdobně jako u vektorového řízení asynchronního motoru je kvalita regulace vektorově řízeného pulzního usměrňovače závislá na správném vyhodnocení orientujícího úhlu napájecího napětí. Tento orientující úhel, představuje polohu prostorového vektoru síťového napětí. V místě připojení usměrňovače k síti. Tento prostorový vektor se pohybuje s úhlovou frekvencí napájecí sítě ω .

$$\omega = 2\pi f_s \quad 2.63$$

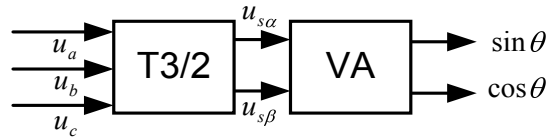
Kde f_s je síťová frekvence napájecího napětí.

Orientující síťový úhel je možné vyhodnotit několika způsoby. Hlavní rozdíl je, zdali pro jeho určení je potřeba znalosti napětí v místě připojení usměrňovače. Metody vyhodnocení orientujícího úhlu dělíme na dvě skupiny. Jednou skupinou jsou metody s přímým měřením napětí sítě, před filtračními tlumivkami. Druhou skupinou jsou metody, jež se někdy nazývají

bezsenzorové, obdobně jako u vektorového řízení asynchronního motoru. Jejich výhodou je absence měření napětí na síťové straně. Toto měření musí zajišťovat galvanické oddělení od řídicího systému a dalším problémem je s prostorovým umístěním měřicího bodu před filtrační tlumivky, které jsou často vně vlastní výkonové části měniče.

Bezsenzorové metody odhadují orientující úhel podle úbytku napětí na tlumivkách vznikající průchodem proudu, nebo prostřednictvím magnetického toku indukovaného v tlumivkách. Při estimaci virtuálního toku tvoří síť spolu s tlumivkami virtuální synchronní motor, který se otáčí konstantními otáčkami. Tyto bezsenzorové metody mají nevýhodu v tom, že pro správný odhad potřebují znát parametry filtračních tlumivek. Na těchto parametrech indukčnosti a odporu pak závisí správná estimace orientujícího úhlu. Dalším problémem je teplotní závislost těchto parametrů tlumivek [11, 12].

Metody s měřením napětí mají také své omezení, napětí na síťové straně usměrňovače může být zarušené vlastním provozem měniče v závislosti na impedanci sítě v místě připojení, či jiným zdrojem ruší. Objevuje se zde harmonické zkreslení napětí vyššími harmonickými frekvencemi síťového napětí. Tyto vyšší harmonické se projeví hlavně v případě nejjednoduššího řešení vyhodnocení orientujícího úhlu θ podle Obr. 2.14.



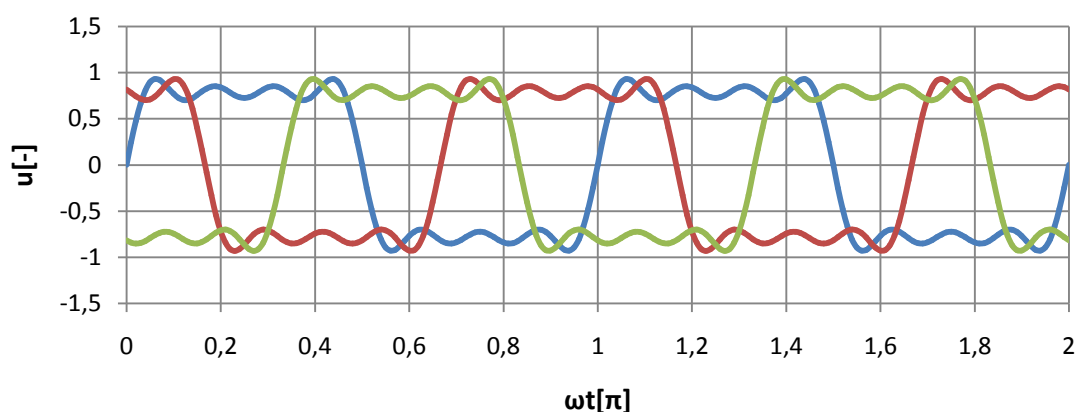
Obr. 2.14 Jednoduché řešení vyhodnocení orientujícího úhlu

Do bloku transformace T3/2 vstupují jednotlivá fázová napětí u_a, u_b, u_c , která jsou transformována na dvoufázový systém $u_{s\alpha}, u_{s\beta}$ tento prostorový vektor vyjádřený v dvouosém systému je pak analyzován pomocí vektorového analyzátoru VA. Pro představu jak ovlivňují identifikaci orientujícího úhlu vyšší harmonické je na Obr. 2.15 zobrazen průběh napětí u_a, u_b, u_c , na který je superponována třetí, pátou a sedmá harmonická, jejich amplitudy jsou pro demonstraci účinku na identifikaci zvětšeny nad obvyklou mez vyskytující se v napájecích sítích. Pro blok T3/2 je použita transformace počítající složky $u_{s\alpha}, u_{s\beta}$ ze všech tří fázových napětí, z důvodu eliminace nesymetrie síťového napětí. Transformace je provedena podle následujících rovnic:

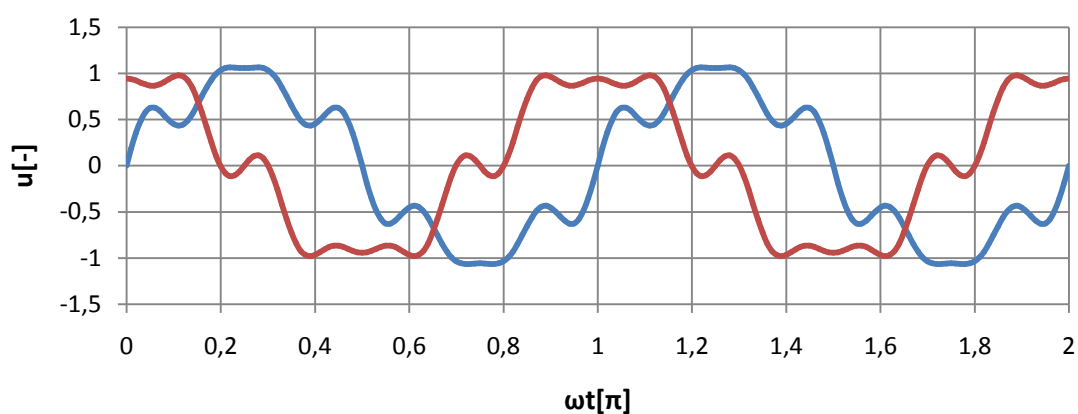
$$u_{s\alpha} = \frac{2}{3}u_a - \frac{1}{3}u_b - \frac{1}{3}u_c \quad 2.64$$

$$u_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}}u_b - \frac{1}{\sqrt{3}}u_c \quad 2.65$$

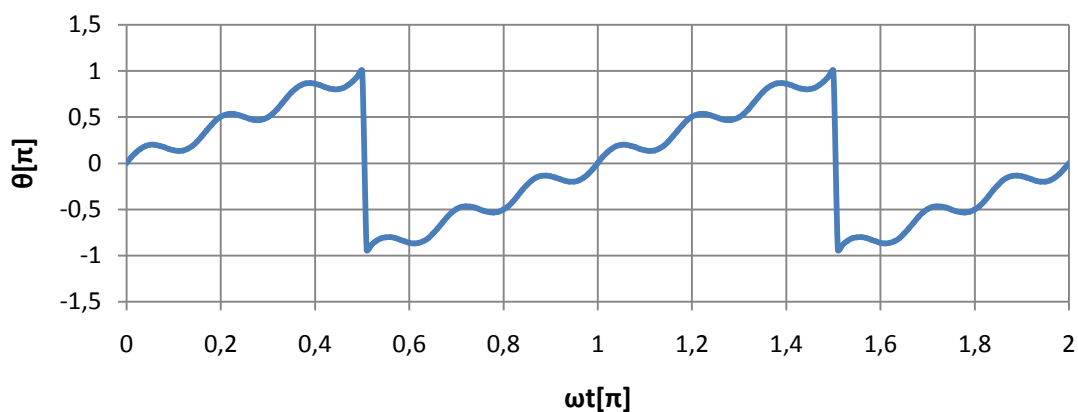
Na Obr. 2.16 je zobrazen průběh z Obr. 2.15, který je transformován podle výše zmíněných rovnic. Průběh orientujícího úhlu získaný pomocí transformace z kartézských souřadnic do polárních (vektorový analyzátor) je na Obr. 2.17.



Obr. 2.15 Harmonicky zkreslené síťové napětí v jednotlivých fázích



Obr. 2.16 Transformované napětí z předchozího obrázku pomocí transformace T3/2

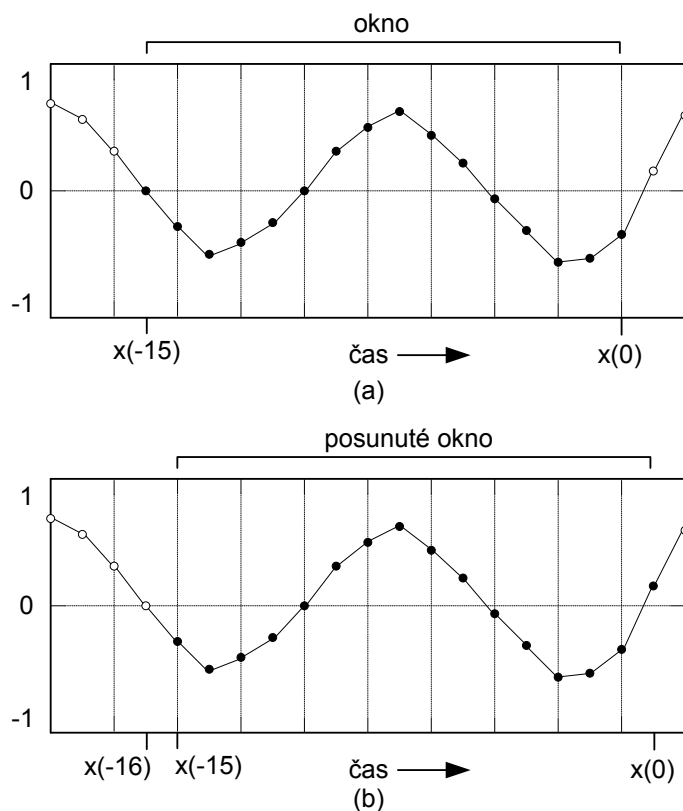


Obr. 2.17 Identifikovaný orientující úhel síťového napětí θ

Z obrázku Obr. 2.17 je patrné, že takto zjištěný orientující úhel je zkreslen vyššími harmonickými a proto je toto řešení nevhodné. Další zkreslení je také způsobeno samotným zarušením měřeného signálu, které se přenese až na orientující úhel v podobě šumu.

Možným řešením identifikace je použití fázového závěsu (PLL). Existují hardwarové řešení fázových závěsů pracujících s třífázovým napětím i jejich softwarové implementace. Pokud bychom chtěli mít dostatečnou přesnost orientujícího úhlu v rozsahu jednoho procenta, to by znamenalo vynásobit vstupní frekvenci 100 krát. Toto zesílení pak bude způsobovat značnou nestabilitu celého fázového závěsu. Proto se toto řešení nejeví jako vhodné.

Pokud je pro regulaci pulzního usměrňovače použit rychlý mikropočítačový řídicí systém s dostatečně výkonným procesorem, může být pro identifikaci orientujícího úhlu použita metoda diskretní Fourierovy transformace (DFT). Výhodou použití tohoto řešení je zjištění, jak orientujícího úhlu první harmonické tak i amplituda této harmonické, a také i zjištění parametrů dalších harmonických v napájecím napětí. Tyto vyšší harmonické pak můžou při vhodném algoritmu eliminovat harmonické zkreslení síťového napětí v místě připojení měniče. Usměrňovač by se pak choval jako aktivní filtr.



Obr. 2.18 Vzorkování vstupního signálu a posuv okna pro 16 bodovou DFT

Poměrně výpočetně náročnou metodu diskretní Fourierovy transformace, která vypočítává celkové spektrum v celé šíři vzorkovací frekvence, je možné nahradit metodou „Sliding DFT“ [13–15]. Tato metoda umožňuje vypočítat amplitudy a úhly jednotlivých harmonických frekvencí ve vstupním signálu. Jelikož pro identifikaci potřebujeme pouze parametry první harmonické, je tato metoda výpočetně mnohem méně náročná, než jiné Fourierovy transformace.

Algoritmus metody „Sliding DFT“ zkráceně SDFT, můžeme nazvat klouzající diskrétní Fourierova transformace. Algoritmus SDFT provede N-bodovou DFT na vstupních vzorcích v rámci posuvného okna, jak je vidět na obrázku Obr. 2.4. SDFT vypočítá DFT z 16-ti vzorků jak je vidět na Obr. 2.18 a) a pak se posune časové okno a vypočítá se nové N bodové DFT Obr. 2.18 b). Výhodou tohoto procesu je to, že každý nový vzorek DFT je efektivně počítán přímo z výsledku předchozího vzorku DFT. Postupné posouvání časového okna pro každý výpočet dává této metodě její název posuvná DFT. Rovnice, která realizuje pak příslušný výpočet pro k-tou harmonickou je:

$$S_k(n) = S_k(n-1)e^{\frac{j2\pi k}{N}} - x(n-N) + x(n) \quad 2.66$$

Kde je:

$S_k(n)$ nový vzorek SDFT

$S_k(n-1)$... vzorek z předchozího výpočtu

$x(n-N)$ nejstarší vzorek v časovém okně

$x(n)$ nejnovější vzorek v časovém okně

Potřebný počet vzorků N nebo také řád diskrétní Fourierovy transformace lze určit z následující rovnice:

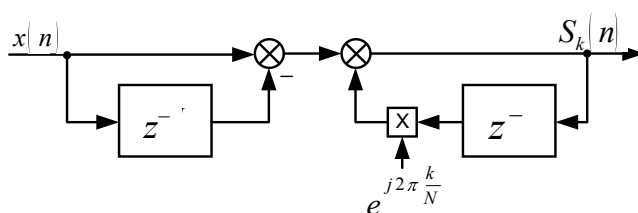
$$N = \frac{f_{vz}}{f_1} \quad 2.67$$

Kde je:

f_{vz} vzorkovací frekvence

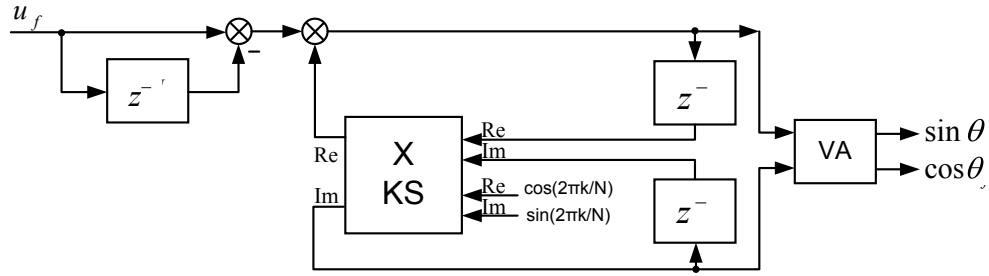
f_1 frekvence první harmonické

Z rovnice (2.66) lze určit náročnost výpočtu a z rovnice (2.67) nároky na paměť pro vzorky vstupního signálu. Vlastní výpočet pro jednu harmonickou obsahuje pouze jeden komplexní součin, součet a rozdíl. Pokud bychom chtěli vypočítat celé spektrum signálu, pak by se výpočetní náročnost přiblížila klasickému výpočtu spektra pomocí metody FFT. Blokové schéma výpočtu SDFT je na Obr. 2.4.



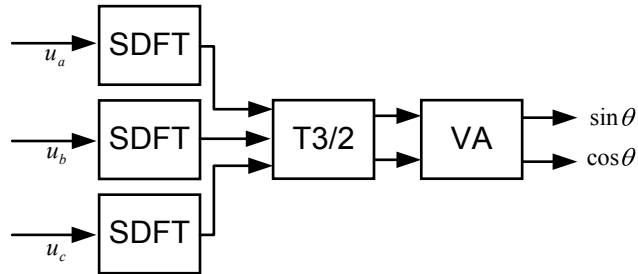
Obr. 2.19 Blokové schéma výpočtu SDFT

Získání orientujícího úhlu u třífázového systému komplikuje možnost změny pořadí jednotlivých fází. Proto je potřeba realizovat strukturu tak, aby orientující úhel se otáčel správně, se směrem připojených fází. Aby tato podmínka byla splněna je počítána SDFT pro každou fázi měřeného síťového napětí, pomocí struktury na dalším obrázku (Obr. 2.20). Blok KS pak realizuje komplexní součin.



Obr. 2.20 SDFT analyzátor pro jednu fázi síťového napětí

Výstup $\cos \theta_f$ pak má shodnou fázi jako k-tá harmonická vstupního signálu u_f . Tyto tři bloky pak ve spolupráci se strukturou na Obr. 2.14 realizují celkový systém pro identifikaci orientujícího úhlu prostorového vektoru napětí.



Obr. 2.21 Bloková struktura identifikace orientujícího úhlu pomocí SDFT

2.4.3 BLOKOVÁ STRUKTURA VEKTOROVÉHO ŘÍZENÍ PULZNÍHO USMĚRŇOVAČE

Mezi jednotlivými složkami existuje vzájemná vazba. Tato vazba je podobná vzájemné vazbě v asynchronním motoru. Vazba je jednoduchá a lehce odstranitelná pomocí následujících rovnic [10, 16]:

$$u_d = -u_d^* + \omega L_f i_q + u_{sd} \quad 2.68$$

$$u_q = -u_q^* + \omega L_f i_d + u_{sq} \quad 2.69$$

Nyní můžeme definovat přenos pulzního usměrňovače odstraněním vzájemné vazby:

$$L_f \frac{d(i_d)}{dt} = -i_d R_f + u_d^* \quad 2.70$$

$$L_f \frac{d(i_q)}{dt} = -i_q R_f + u_q^* \quad 2.71$$

Při znalosti přenosu obou složek pulzního usměrňovače můžeme definovat přenos otevřené regulační smyčky proudu v osách souřadného systému [d, q]:

$$F_{Olu}(p) = K_{Rlu} \frac{1 + pT_{Rlu}}{pT_{Rlu}} \frac{K_M K_I K_{AD}}{R_f} \frac{1}{1 + pT_f} \frac{1}{1 + pT_{NKlu}} \quad 2.72$$

$$T_f = \frac{L_f}{R_f}, T_{NKIu} = 1,5T_{oIu} + T_M \quad 2.73$$

Kde jsou:

T_{oIu} vzorkovací perioda regulační smyčky proudu

T_M je časová konstanta přenosu výkonového měniče

Metodou optimálního modulu vypočteme parametry PI regulátoru v jednotlivých osách orientovaného systému [d, q]:

$$K_{RIu} = \frac{R_f}{K_M K_I K_{AD}} \frac{T_{Iu}}{2T_{NKIu}}, T_{RIu} = T_f \quad 2.74$$

Pro návrh regulátoru napětí v meziobvodu vycházíme z přenosu vnitřní proudové smyčky pulzního usměrňovače. Nekompensovaná časová konstanta je:

$$T_{NKIu} = 1,5T_{oIu} + T_M \quad 2.75$$

Pak můžeme vnitřní proudovou smyčku nahradit setrvačným článkem prvního řádu. Pokud je vnitřní proudová smyčka řešena metodou optimálního modulu, pak přenos proudové smyčky je:

$$F_{Iu}(p) = \frac{1}{1 + 2pT_{NKIu}} \quad 2.76$$

Střední hodnotu proudu tekoucího z usměrňovače můžeme určit pomocí výkonové bilance, tj. z poměru vstupního činného výkonu a výstupního výkonu usměrňovače při zanedbání ztrát v měniči:

$$I_{DCav} = \frac{3U_s I_s \cos \phi}{U_{DC}} \quad 2.77$$

Pokud zanedbáme změny napětí na síti a v meziobvodu můžeme napsat přenos otevřené smyčky regulace napětí v meziobvodu:

$$F_{OUdc}(p) = K_{RUdc} \frac{1 + pT_{RUdc}}{pT_{RUdc}} \frac{K_{DC} K_{AD}}{pC} \frac{1}{1 + pT_{NKUdc}} \quad 2.78$$

$$K_{dc} = \frac{3U_s}{U_{DC}}, T_{NKUdc} = 2T_{NKIu} + 1,5T_{oUdc} \quad 2.79$$

Kde jsou:

T_{NKIu} nekompensovaná časová konstanta regulační smyčky proudu

T_{oUdc} vzorkovací perioda regulační smyčky napětí

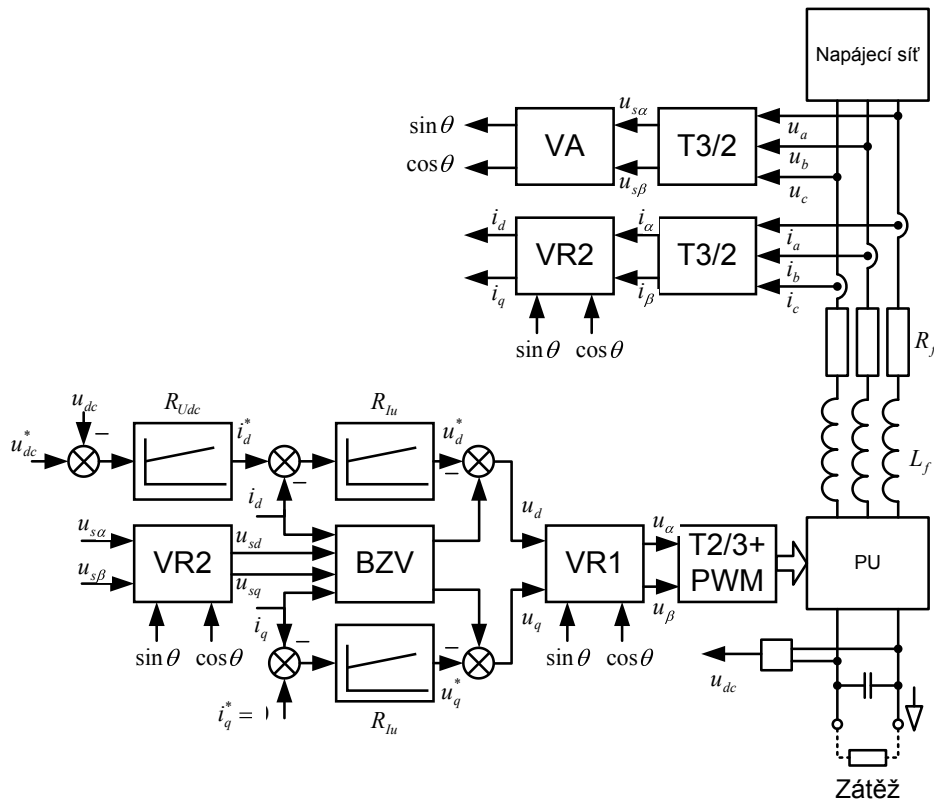
Nekompensovaná časová konstanta napěťové smyčky:

$$T_{NKUdc} = 2T_{NKIu} + 1,5T_{oUdc} \quad 2.80$$

Pro regulační smyčku napětí je vhodné použít výpočet parametrů regulátoru pomocí metody symetrického optima:

$$K_{RUdc} = \frac{C}{2K_{DC}K_{AD}T_{NKUdc}}, T_{RUdc} = 4T_{NKUdc} \quad 2.81$$

Na Obr. 2.22 je zobrazena regulační struktura vektorového řízení pulzního usměrňovače. Pro zjištění orientujícího úhlu θ respektive hodnot sinu a cosinu tohoto úhlu, měříme fázová napětí pomocí čidel napětí. Tyto napětí transformujeme z třífázového systému do dvoufázového systému T3/2. Pro transformaci je použit vztah (3.8) následně jsou tyto napětí analyzována pomocí vztahu (3.40) vektorovým analyzátozem VA. Pomocí orientujících veličin jsou pak natočeny transformované proudy tekoucí filtračními tlumivkami (nazývají se také pracovní indukčnost) v bloku vektorové rotace VR2. Skutečné proudy v osách $[d, q]$ jsou pak porovnávány s žádanými hodnotami v regulátorech proudu, k výstupnímu žádanému napětí pro řízení usměrňovače je pak přičtena složka z bloku zrušení vazby. Provedena zpětná vektorová rotace VR1 a transformace na třífázový systém pro PWM modulátor tvořící spínací pulzy tranzistorů v pulzním usměrňovači PU. Žádaná hodnota proudu v ose q je nastavena na nulu, což odpovídá nulovému jalovému proudu a hodnotu v ose d což, představuje činný proud, zadává regulátor napětí v meziobvodu.



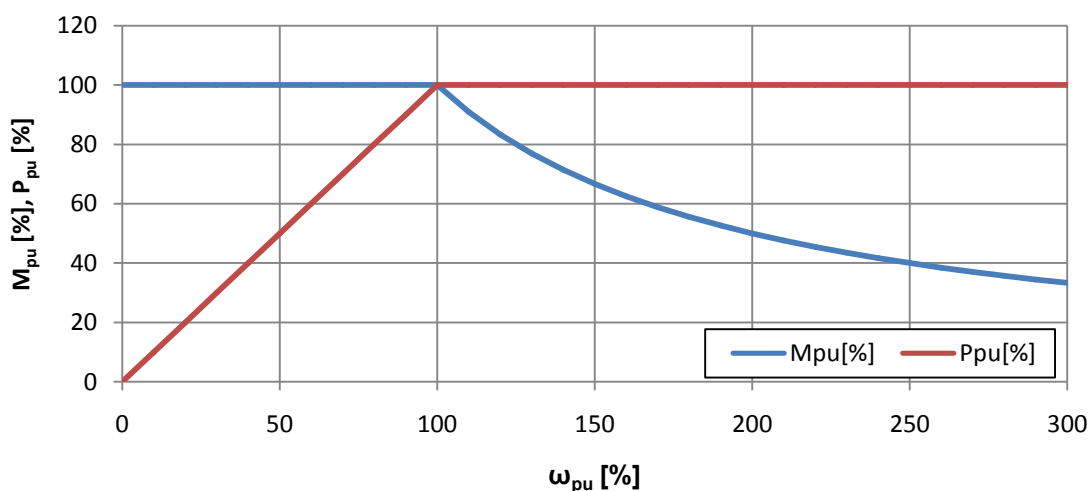
Obr. 2.22 Regulační struktura vektorového řízení pulzního usměrňovače

2.5 REGULACE NAPĚTÍ V MEZIOBVODU – REGULACE VÝKONU

Regulace napětí v meziobvodu je jedna z důležitých funkcí pohonu pracujícího jako generátor. V případě generátoru teče energie ze stroje do meziobvodu měniče. Velikost dodávaného výkonu do meziobvodu odpovídá úhlové rychlosti a zátěžného momentu stroje. Aktuální moment na hřídeli stroje lze vyjádřit pomocí následující rovnice:

$$m_e = \frac{3}{2} \frac{L_h}{1 + \sigma_R} i_m i_{1y} \quad 2.82$$

Z rovnice je patrné, že moment závisí jak na velikosti magnetizačního proudu i_m tak i na velikosti momentotvorné složky proudu i_{1y} . Maximální hodnoty jsou omezeny proudem, který může trvale protékat vinutím stroje. Taky je zřejmá závislost maximálního momentu stroje na velikosti magnetizačního proudu. V případě odbuzování pak stroj přechází z oblasti konstantního momentu do oblasti konstantního výkonu. Jak je vidět na následujícím obrázku. Pak je potřeba podle zatěžovací charakteristiky zdroje mechanické energie pro pohon generátoru zvolit parametry stroje a případně převodovku.



Obr. 2.23 Závislost momentu a výkonu asynchronního stroje v poměrných veličinách

Pokud chceme určit činný proud tekoucí do meziobvodu ze střídače musíme vycházet z výkonové bilance střídače a měniče.

$$I_{DC} = \frac{P_m \cdot \mu_M \cdot \mu_S}{U_{DC}} \quad 2.83$$

P_m mechanický výkon na hřídeli

μ_M účinnost motoru

μ_S účinnost střídače

U_{DC} napětí v meziobvodu

Pokud bychom tento proud, respektive výkon, z meziobvodu neodebrali, vzrůstalo by na kondenzátoru napětí do nebezpečných hodnot. Proto je potřeba zajistit regulaci tohoto napětí.

Jedna z možností jak regulovat napětí v meziobvodu je popsána v kapitole 2.4.3. prostřednictvím pulzního usměrňovače. Následující podkapitoly pak popisují, jaké jsou možnosti využití výkonu dodávaného do meziobvodu, či jak tento výkon regulovat.

2.5.1 PROVOZ GENERÁTORU V SÍŤOVÉM REŽIMU

Měnič se připojuje k síti prostřednictvím pulzního usměrňovače. Napětí v meziobvodu měniče U_{DC} je regulováno na konstantní hodnotu prostřednictvím regulátoru, který zadává činnou složku proudu tekoucího usměrňovačem. Žádaná hodnota napětí musí být vždy větší než maximální hodnota amplitudy sdruženého síťového napětí:

$$U_{DC} > \sqrt{2} \cdot U_S = \sqrt{2} \cdot \sqrt{3} \cdot U_f \quad 2.84$$

U_S sdružené napětí sítě

U_f fázové napětí sítě

Hodnotu napětí v meziobvodu můžeme určit z požadovaných výkonových parametrů pulzního usměrňovače a z parametrů použitých filtračních tlumivek. Vycházíme z rovnice (2.57) a ze znalosti maximální hodnoty amplitudy první harmonické generovaného napětí [3, 5], která je dána pro:

- komparační šířkově-pulzní modulaci $U_{(1)} = 0,5 \cdot U_{DC}$
- vektorovou šířkově-pulzní modulaci $U_{(1)} = 0,577 \cdot U_{DC}$

$$U_{DC} = \frac{1}{m_i} \sqrt{(U_S + I_S R_f)^2 + (I_S \omega L_f)^2} \quad 2.85$$

Kde m_i je poměr mezi amplitudou první harmonické generovaného napětí a napětím meziobvodu, při daném typu modulace a modulačním poměru $m = 1$. Volba parametrů tlumivky pak ovlivňuje velikost zvlnění síťového proudu, ale také velikost napětí v meziobvodu. Musí se zvolit kompromis mezi zvlněním síťového proudu (zvýšení ztrát ve filtru a působí rušení v síti) a velikostí napětí v meziobvodu (omezeno použitými součástkami a izolačním systémem).

Pokud je tedy napětí regulováno prostřednictvím pulzního usměrňovače, je odebíraná mechanická energie řízená prostřednictvím momentotvorné složky proudu stroje. Existuje několik různých zdrojů mechanické energie. Podle jejich mechanické charakteristiky je pak potřeba zvolit optimální řízení. Optimální zátěžný moment pak můžeme vypočítávat z těchto charakteristik, případně volit prostřednictvím regulátoru rychlosti optimální otáčky. V případě provozu generátoru s mechanismem, který má nulový nebo malý záběrný moment a nepřekoná statické odpory při rozběhu samostatně, můžeme rozběhnout pohon motorickým chodem generátoru. Příslušnou energii pro rozběh získáme z napájecí sítě. Při provozu generátoru při nízkých výkonech je potřeba počítat s účinností celé soustavy. Může se stát, že mechanický výkon nestačí pokrýt ztráty v motoru a měniči, část ztrát je pak dodávána ze strany sítě. Aby se

mohlo tomuto jevu zabránit, je potřeba znát výkonové charakteristiky zdroje mechanické energie. A pomocí vhodného algoritmu zadávat zátěžný moment.

2.5.2 PROVOZ GENERÁTORU V OSTROVNÍM REŽIMU

V tomto případě pracuje pulzní usměrňovač jako střídač s PWM modulací výstupního napětí s konstantní frekvencí odpovídající požadované síťové frekvenci (50Hz). Nulový bod třífázové sítě je vytvořen buď pomocí virtuálního středu pomocí sériově zapojených kondenzátorů v meziobvodu, nebo pomocí měničového třífázového transformátoru. Výstupní hodnota napětí je pak regulována na konstantní hodnotu, tak aby vyrovnala kolísání napětí v meziobvodu a taky vyrovnala úbytky v měniči či transformátoru. Samozřejmostí tohoto řešení je použití výstupního filtru, který odstraní nosnou frekvenci PWM modulace z výstupního signálu. Při napájení strojů, kterým tato frekvence nevadí, není tento filtr zapotřebí (např. asynchronní motory, tepelné spotřebiče, apod.). Pokud by v tomto zapojení nebylo zapotřebí generovat harmonické napětí, je možné použít obdélníkové řízení střídače.

V tomto případě musí být napětí v meziobvodu regulováno prostřednictvím regulátoru, který zadává momentotvornou složku proudu asynchronního stroje (generátoru). Momentotvorná složka proudu představuje činnou složku proudu dodávaného (odebíraného) do meziobvodu. V ostrovním režimu nastává problém s nabuzením stroje. Pokud se stroj otáčí dostatečnou rychlostí a je k dispozici dostatek mechanického výkonu na hřídeli, lze provést nabuzení stroje z poměrně malého napětí v meziobvodu. Samozřejmostí je, že řídicí systém je napájen ze zabezpečeného zdroje. Pokud je tedy kondenzátor meziobvodu nabit na dostatečnou hodnotu napětí, tak zadáním žádaného magnetizačního proudu, se meziobvod nabije na hodnotu napětí odpovídající otáčkám stroje a magnetickému toku (tedy indukovanému napětí stroje). Pro další zvýšení napětí v meziobvodu je potřeba již regulace prostřednictvím momentotvorné složky proudu.

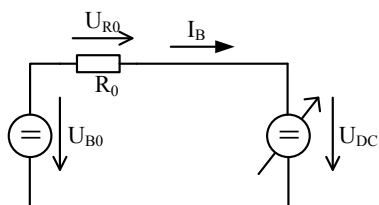
Takovýto provoz generátoru v ostrovním režimu je možný, ale přináší spoustu problémů s nabuzením stroje případně udržením tohoto stavu v případě proměnlivého výkonu pohonného stroje. Tento problém se dá vyřešit způsobem, který je popsán v následující podkapitole.

2.5.3 DALŠÍ VARIANTY PROVOZU GENERÁTORU

Aby byla dodržena stabilita dodávky do sítě, při provozu generátoru s nestabilním zdrojem energie nabízí se možnost využití akumulačního prvku, který je připojený k meziobvodu měniče. Může se jednat o akumulátor ať už připojený přímo, či přes vazební DC/DC měnič, nebo i superkapacitor rovněž připojený prostřednictvím vazebního měniče. Akumulátor připojený do meziobvodu měniče umožňuje provozovat generátor s konstantním výstupním výkonem v případě kolísání vstupního mechanického výkonu. Případně energii dodávat i v případě kdy je stroj zastaven, či jeho výkon je nedostatečný pro pokrytí ztrát. Při využití této možnosti je možné akumulátor nabíjet ze sítě a realizovat akumulační stanici, která pokrývá špičkové odběry v síti a je nabíjena při přebytecích v síti. V ostrovním režimu připojení

akumulátoru rovněž řeší problém nabuzení stroje a zároveň rozběh stroje v případě malého záběrného momentu. Potřebná energie pro rozběh je odebrána z akumulčního prvku.

V případě přímého připojení akumulátoru do meziobvodu měniče vyvstává problém regulace proudu dodávaného či odebíraného z tohoto akumulátoru. Řešení tkví pouze v regulaci žádané hodnoty napětí v meziobvodu. Akumulátor je třeba si představit jako zdroj napětí, který má určitý vnitřní odpor (impedanci). Toto napětí akumulátoru je definováno jako napětí na prázdkno, a je podle typu akumulátoru více či méně závislé na úrovni nabití či vybití akumulátoru. Napětí v meziobvodu pak můžeme rovněž regulovat v určitém rozsahu. Schéma je na Obr. 2.24



Obr. 2.24 Náhradní schéma soustavy měnič a akumulátor

Pro proud I_B pak platí jednoduchá rovnice:

$$I_B = \frac{U_{B0} - U_{DC}}{R_0} \quad 2.86$$

U_{B0} napětí na prázdkno akumulátoru

U_{DC} napětí v meziobvodu na kondenzátoru

I_B vnitřní odpor akumulátoru

Napětí na akumulátoru se nemění pouze s velikostí jeho zatížení (úbytek na vnitřním odporu), ale i s mírou jeho nabití. Tato změna napětí pak ovlivňuje rozsah napětí v meziobvodu. V následující tabulce jsou shrnuty základní vlastnosti různých technologií akumulátorů

Technologie akumulátoru	Jmenovité napětí	Maximální napětí při nabíjení	Minimální napětí při vybíjení	Rozdíl limitních hodnot
Olověný akumulátor	2,0V	2,8V	1,75V	1,05V
Ni/Cd a Ni/Mh	1,2V	1,4V	1,0V	0,4V
Li-ion a Li-pol	3,7V	4,2V	2,7V	1,5V
LiFePo4	3,3V	3,6V	2,8V	0,8V

Tab. 2.1 Tabulka vlastností různých typů akumulátorových článků

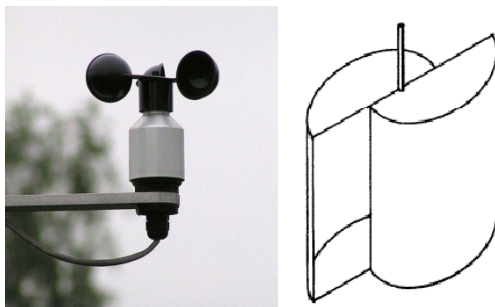
Jak již bylo řečeno minimální napětí v meziobvodu je ovlivněno síťovým napětím a úbytkem na filtrační tlumivce. Především při vybíjení je potřeba sledovat modulační poměr pulzního usměrňovače, a pokud se bude blížit jedné, je potřeba snížit dodávaný výkon do sítě, tak aby nebyl měnič přemodulován. Vybíjecí napětí tedy ovlivňuje množství v sérii zapojených článků baterie. Maximální napětí v meziobvodu je pak dáno tímto množstvím článků a konečným nabíjecím napětím akumulátoru.

Řešení algoritmu realizující provoz takového akumulčního systému je poměrně komplikovaný. Po generátoru požadujeme konstantní výstupní výkon, který odpovídá střední hodnotě výkonu pohonného stroje a akumulátor zde vyrovnává výkyvy v dodávce energie. Generátorem můžeme také pokrývat výkonové špičky v připojené napájecí síti. Výstupní výkon pulzního usměrňovače je regulován tak, aby nebyl ovlivněn změnou napětí v meziobvodu. Moment stroje je regulován tak, aby byl zdroj mechanického výkonu optimálně využit. Činný proud pulzního usměrňovače je zadáván z regulátoru napětí, ten porovnává napětí v meziobvodu s minimálním vybíjecím napětím akumulátoru. Omezení regulátoru je nastavováno podle požadovaného výstupního výkonu. Regulátor rychlosti je pak modifikován a místo otáček porovnává napětí v meziobvodu s maximálním nabíjecím napětím. Omezení tohoto regulátoru je pak nastavováno podle maximálního dostupného mechanického výkonu na hřídeli. V případě nutnosti regulace rychlosti pohonu je rychlostní regulátor zachován a omezení jeho momentotvorného proudu v záporné oblasti je zadáváno z regulátoru napětí v meziobvodu. V obou případech je potřeba počítat při nabití akumulátoru s tím, že zdroj mechanické energie nebude optimálně využit. Do obou regulátorů pak může zasáhnout ještě omezení proudu tekoucího akumulátorem, při nabíjení je omezen výkon pohonu, při vybíjení je omezen výkon pulzního usměrňovače.

3 VĚTRNÝ MOTOR

Využívání energie větru není z historického hlediska nic nového, první záznamy o větrných mlýnech pocházejí z Persie a záznamy jsou starší více než dva tisíce let. V dnešní době se na větrnou energii pohlíží jako na obnovitelný zdroj energie, především pro výrobu elektrické energie, i když se stále používá i pro čerpání vody v odlehlých oblastech. Větrné motory lze rozdělit podle několika kritérií. Za nejdůležitější kritérium můžeme považovat aerodynamický princip, který má pro činnost motoru největší význam. Podle něj pak můžeme rozdělit větrné motory na vztlakové a odporové.

Větrné motory pracující na odporovém principu mohou mít jak vodorovnou i svislou pracovní osu. Mají různou konstrukci, ale princip jejich funkce je obdobný. Základní princip je v kladení aerodynamického odporu proudícímu vzduchu tak, aby vytvářel na brzdící ploše silový moment. Aby mohlo dojít k otáčení kolem vlastní osy, musí mít plocha pohybující se proti větru menší odpor proti ploše, která se pohybuje ve směru větru. Toho lze docílit tvarem ploch (miskový anemometr, rotor typu „Savonius“ Obr. 3.1) nebo zakrytím části rotoru pohybujícího se proti větru krytem.



Obr. 3.1 Miskový anemometr a rotor typu „Savonius“

Mezi větrné motory pracující na vztlakovém principu patří vrtule a větrná kola s vodorovnou osou, které jsou orientovány svojí rovinou otáčení kolmo ke směru větru. Vrtule se nejčastěji vyrábějí v třílistém a dvoulistém provedení. Byly vyrobeny i jednolísté vrtule s protizávažím. Vyrábějí se vrtule jak s pevnými listy tak i natáčecími listy. Natáčení umožňuje regulaci momentu a rychlosti motoru, brzdění a také snížení odporu vrtule při zastaveném rotoru.



Obr.3.2 Třílístá vrtule a větrné kolo

Větrná kola mají místo vrtulových listů jednoduché, obvykle plechové lopatky. Počet lopatek se pohybuje od čtyř po několik desítek, podle velikosti kola a jeho rychloběžnosti. Zde platí, že čím větší počet lopatek tím menší rychlost rotoru, při stejném průměru. Při větším počtu lopatek (listů) se motor lépe rozbíhá, protože rozběhový moment větrného motoru roste z počtem lopatek.

Na principu vztlaku pracují také větrné motory s vertikální osou, které si patentoval francouzský inženýr Darrieus. Rotor tohoto motoru může mít dvou, tří i čtyřlísté provedení. Listy mají aerodynamický profil a jejich provedení může mít různý tvar například ve tvaru řeckého písmene Φ nebo tvar připomínající písmeno H.



Obr.3.3 Větrné motory s vertikální osou otáčení

Existuje mnoho typů větrných motorů a tento krátký výčet není zcela úplný. Popisy dalších typů lze nalézt v příslušné literatuře, která se zabývá větrnými motory [17], nebo systémy s větrnými elektrárnami [18–20]. V této oblasti probíhají stále výzkumy a inovace, jak umožněné novými strojírenskými technologiemi tak přesnějšími výpočty a simulacemi. Jednou překážkou je například nestabilita rychlosti větru v blízkosti zemského povrchu, takže se zkoumá možnost vznášejících se větrných elektráren, podobajících se létajícím drakům. Proto je v dalším popisu je probrán teoretický model větrného motoru, který se co nejvíce podobá vrtulovému stroji s natáčecími listy.

3.1 MATEMATICKÝ POPIS VŠEOBECNÉHO VĚTRNÉHO MOTORU

Rozbor problematiky aerodynamického profilu a výběru konstrukčního řešení větrného motoru přesahuje rámec této disertační práce. Z hlediska návrhu soustavy pohonu-generátoru je potřeba znát mechanickou charakteristiku zdroje mechanické energie. To znamená vědět jaká je závislost mechanického momentu a výkonu na úhlové rychlosti větrného motoru při dané rychlosti větru.

Větrné motory přeměňují kinetickou energii větru na mechanickou práci. Z principu funkce odnímají větru kinetickou energii a tím jej zpomalují. To znamená, že nelze odebrat větru z

dané plochy více energie, než obsahuje. Následující rovnice (3.1) pak popisuje výkon větrného motoru v závislosti na rychlosti větru:

$$P_j = c_p(\lambda, \beta) \frac{\rho A}{2} v_j^3 \quad 3.1$$

$c_p(\lambda, \beta)$ výkonový součinitel větrného motoru

ρ hustota vzduchu

A plocha rotoru

v_j rychlost vzduchu

Výkonový součinitel pak může být vypočítán ze sklonu lopatek a rychloběžnosti rotoru. Následující rovnice popisuje možný výpočet tohoto problému, vychází z dokumentace k programu MATLAB/SIMULINK, knihovny pro simulaci větrného motoru [21] a také z literatury [17–20].

$$c_p(\lambda, \beta) = c_1 \left(\frac{c_2}{\gamma_i} - c_3 \beta - c_4 \right) e^{-\frac{c_5}{\gamma_i}} + c_6 \gamma \quad 3.2$$

γ rychloběžnost, poměr rychlosti otáčení k rychlosti větru

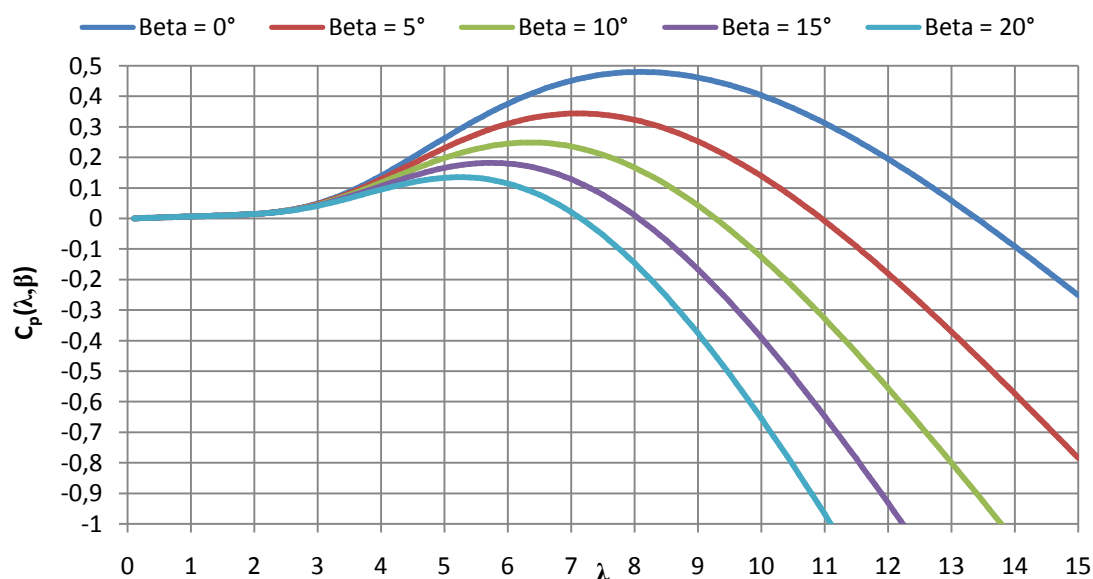
β uhel natočení lopatek větrného motoru ve stupních

kde je $\frac{1}{\gamma_i} = \frac{1}{\gamma + 0,08\beta} - \frac{0,035}{\beta^3 + 1}$

koeficienty c_1 až c_6 vycházejí z empiricky ověřeného typu větrného motoru a jsou:

$$c_1 = 0,5176, c_2 = 116, c_3 = 0,4, c_4 = 5, c_5 = 21, c_6 = 0,0068$$

Pak můžeme vykreslit charakteristiky výkonového součinitele v závislosti na úhlu natočení β a rychloběžnosti γ . Tato charakteristika je na následujícím obrázku.



Obr.3.4 Závislost výkonového součinitele na rychloběžnosti a úhlu natočení vrtulových listů

3.2 REALIZACE NÁHRADNÍHO MODELU VĚTRNÉHO MOTORU

Vlastní realizace náhradního modelu větrného motoru byla realizována pomocí asynchronního motoru, který je napájen z frekvenčního měniče. Tento měnič je podobný měniči, který je dále v práci popsán s tím rozdílem, že obsahuje neřízený usměrňovač a je napájen přes oddělovací transformátor síťovým napětím. Řídicí systém je shodný s řídicím systémem, který je rovněž dále popsán.

Moment motoru je řízen prostřednictvím vektorového řízení s orientací na magnetický tok. Požadovaný moment je vypočítáván ze zadané rychlosti větru a mechanické úhlové rychlosti rotoru, podle rovnic uvedených v předchozí podkapitole. Přičemž rovnice jsou vztaženy k jmenovitým výkonům. Takže jednotkové otáčky jsou vypočítány:

$$\omega_{pu} = \frac{\omega_m}{\omega_n} \quad 3.3$$

Kde ω_{pu} je jednotková úhlová rychlost rotoru, ω_m je skutečná úhlová rychlost motoru, ω_n je nominální úhlová rychlost simulovaného větrného motoru. Toto následně ulehčuje výpočet rychloběžnosti γ , která je vztažena k jednotkové rychlosti větru v_{pu} :

$$v_{pu} = \frac{v}{v_n} \quad 3.4$$

Pak rychloběžnost je vypočítána pomocí následující rovnice:

$$\gamma = 8,1 \cdot \frac{\omega_{pu}}{v_{pu}} \quad 3.5$$

Konstanta v rovnici 8,1 představuje nominální rychloběžnost větrného motoru. Následuje výpočet λ_i a následně výkonový součinitel c_p .

$$\gamma_i = \frac{1}{\frac{1}{\gamma + 0,08\beta} - \frac{0,035}{\beta^3 + 1}} \quad 3.6$$

$$c_p = c_1 \left(\frac{c_2}{\gamma_i} - c_3\beta - c_4 \right) e^{-\frac{c_5}{\gamma_i}} + c_6\gamma \quad 3.7$$

A nakonec se vypočítá žádaný moment, ze zadané rychlosti větru a výkonového součinitele a poměrné úhlové rychlosti rotoru motoru.

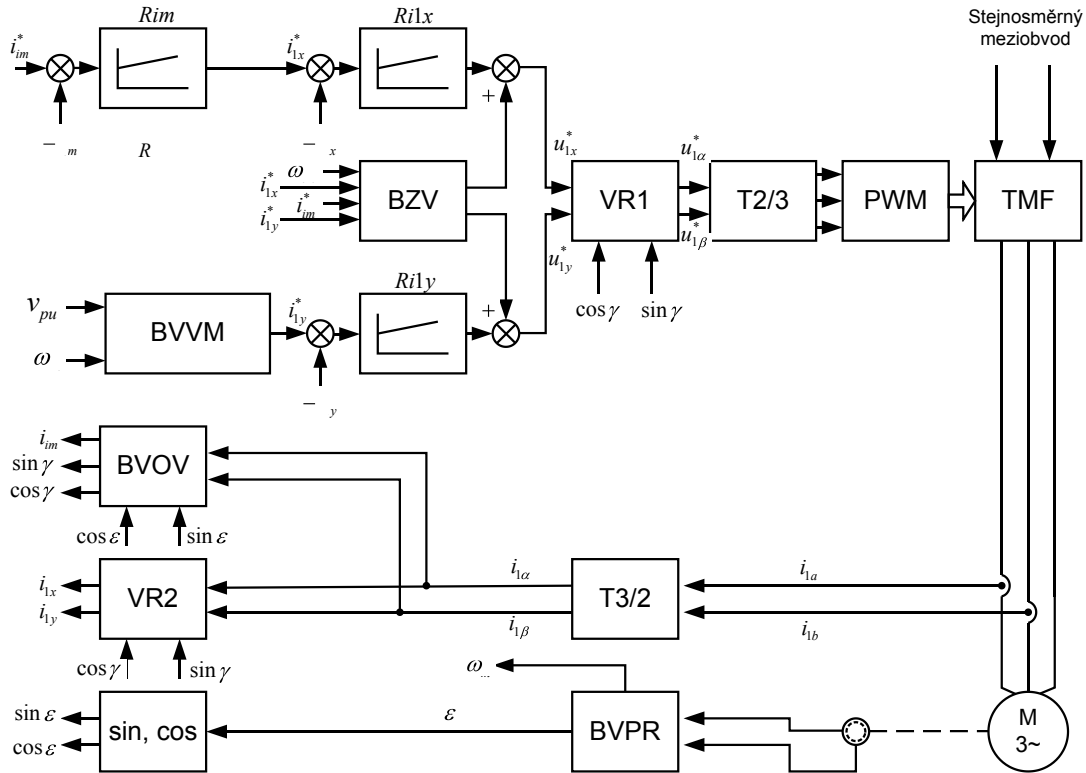
$$M_{pu} = c_p \cdot \frac{v_{pu}^3}{\omega_{pu}} \quad 3.8$$

Nakonec stačí touto hodnotou žádaného momentu vynásobit, jmenovitý momentotvorný proud motoru i_n , čímž se získá žádaná hodnota proudu pro regulátor momentotvorného proudu i_y^* .

$$i_{1y}^* = i_n \cdot M_{pu}$$

3.9

Při tomto modelování náhradního větrného motoru nepotřebujeme znát skutečné výkonové parametry reálného větrného motoru. Plně dostačuje zvolení jeho jmenovitých otáček při jmenovité rychlosti větru, a jeho výkon či případně jeho moment. Upravená struktura vektorového řízení je na obrázku Obr. 3.5. Blok realizující výpočet větrného motoru je nazván BVVM. Zbytek bloků a jejich popis je stejný jako v části 2.3.3, na obrázku Obr. 2.10.



Obr. 3.5 Boková struktura náhradního modelu větrného motoru

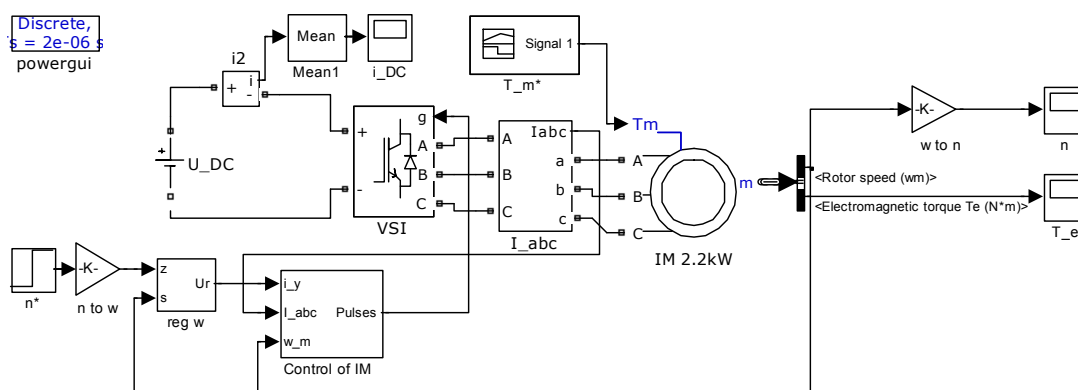
4 SIMULACE GENERÁTORU S ASYNCHRONNÍM STROJEM

Regulační a řídicí algoritmy a struktury generátoru s asynchronním strojem byly ověřeny simulacemi provedenými v simulačním prostředí MATLAB/SIMULINK. Jednotlivé části generátoru byly v první části z důvodu časové náročnosti simulace rozděleny do několika částí. První část je simulace vektorového řízení generátoru, v další části byl simulován pulzní usměrňovač a jeho řízení. Po odladění obou částí byly provedeny simulace na celkovém generátoru (pohonu). Při simulaci jednotlivých částí generátoru se počítalo s konstantním zdrojem napětí v meziobvodu s nulovým vnitřním odporem.

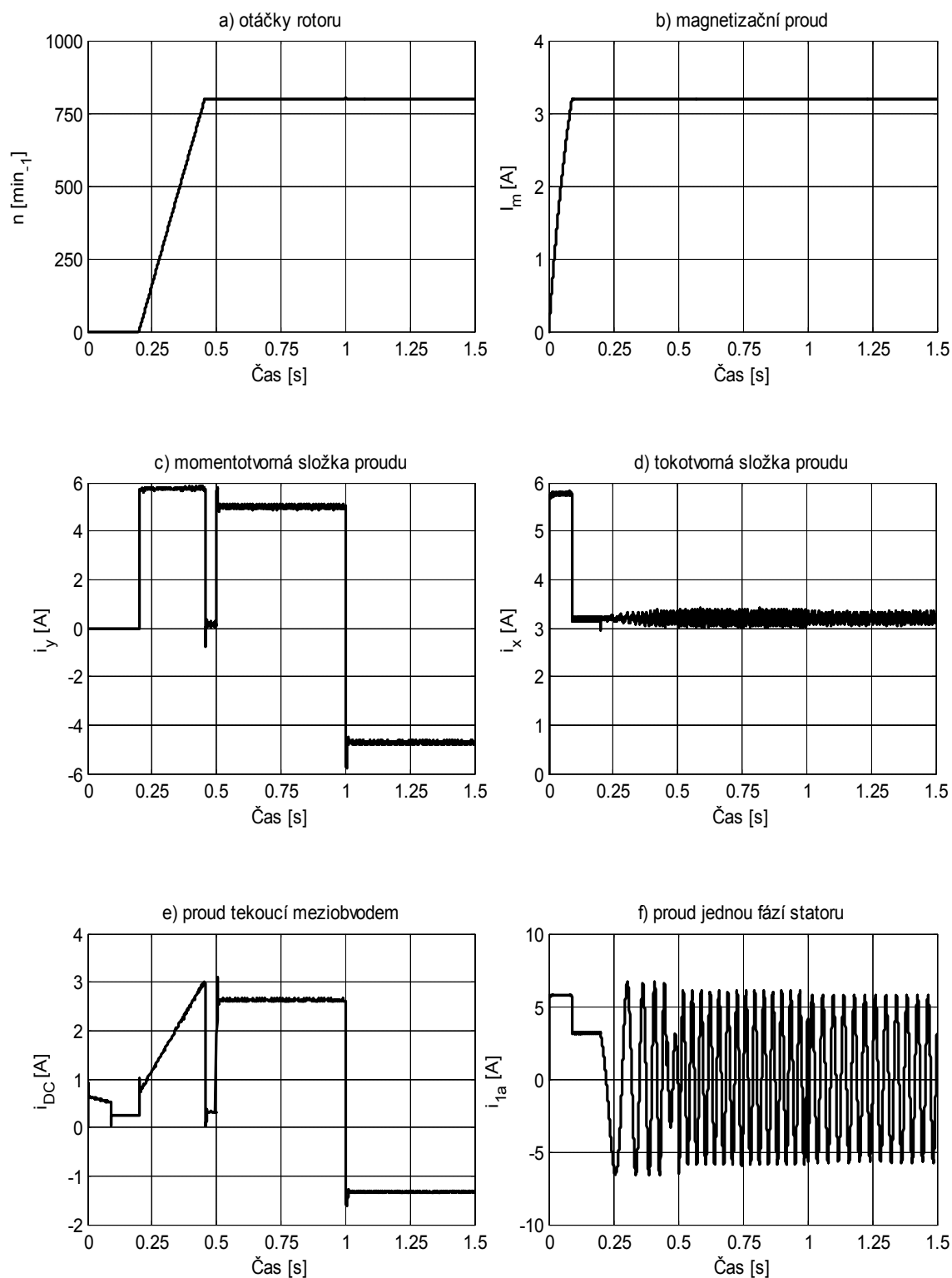
Simulační model byl tvořen z knihoven přídatného toolboxu Simulinku SimScape [22], který obsahuje modely elektrických prvků, prvky výkonové elektroniky, bloky pro měření napětí a proudů, a bloky pro realizaci výpočtů pro oblast pohonů a výkonové elektroniky. Některé části simulačního modelu, pak byly vytvořeny pomocí běžných bloků nebo pomocí vložených souborů M-file.

4.1 SIMULACE VEKTOROVÉHO ŘÍZENÍ ASYNCHRONNÍHO GENERÁTORU

Parametry simulovaného modelu motoru byly nastaveny shodně s parametry motoru, který byl použit pro experimentální ověření na laboratorním stanovišti. Parametry jsou shrnuty v Tab. 5.1 Na Obr. 4.1 je blokové schéma pro simulaci vektorového řízení asynchronního generátoru. Měníč frekvence je napájen ze zdroje konstantního napětí 600V. Byl simulován skok otáček po nabuzení na hodnotu 800 ot/min. Po rozběhnutí byl pohon zatížen jmenovitým momentem 14 Nm v motorickém směru a posléze byl převrácen do opačného směru. Pohon přešel do generátorického režimu. Výsledky simulace jsou na Obr. 4.2.



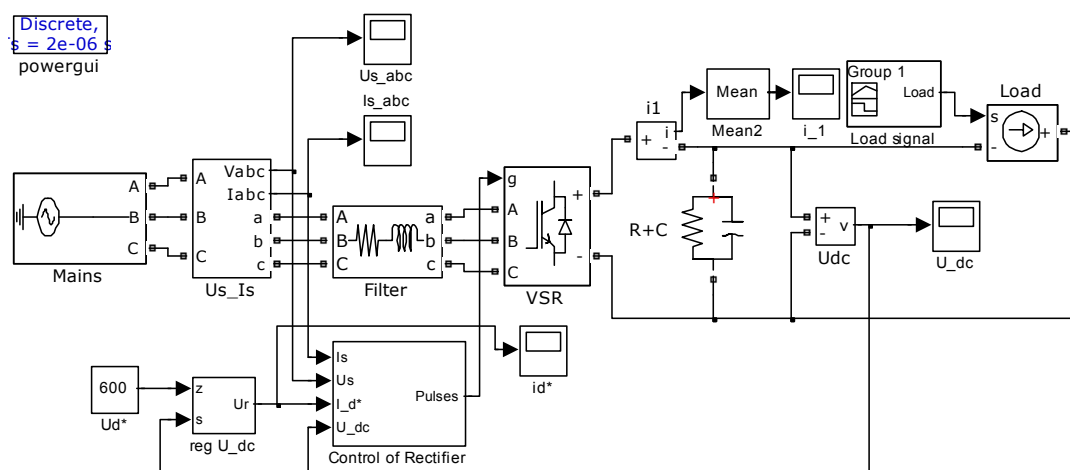
Obr. 4.1 Blokové schéma simulačního modelu



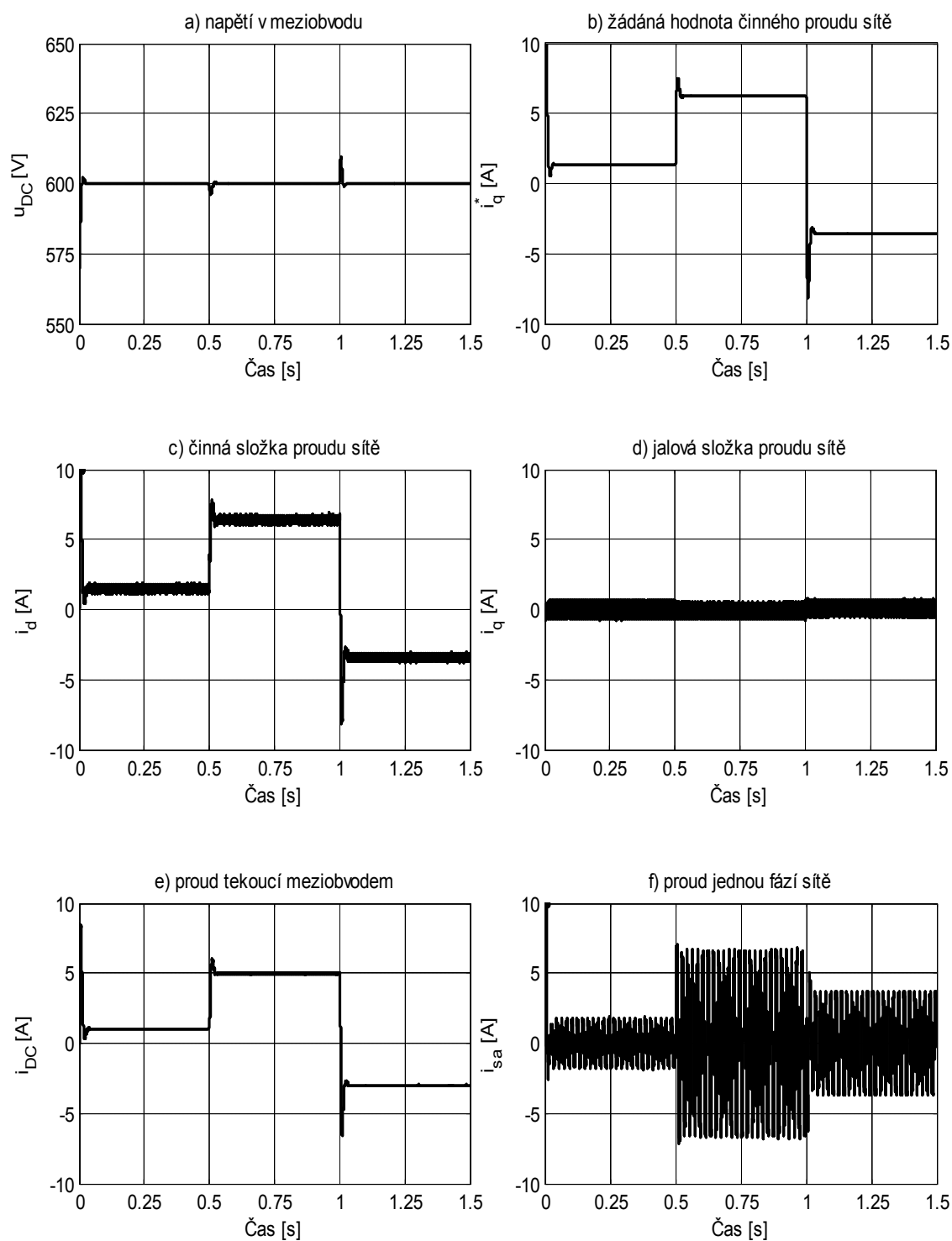
Obr. 4.2 Odezvy důležitých veličin vektorového řízení při rozběhu a změně zátěže.

4.2 SIMULACE VEKTOROVÉHO ŘÍZENÍ PULZNÍHO USMĚRŇOVAČE

Simulací vektorového řízení pulzního usměrňovače byly ověřeny jeho základní charakteristické vlastnosti. Především byla testována možnost regulace napětí v meziobvodu pro případy odebíraného či dodávaného proudu do meziobvodu. Žádaná hodnota napětí v meziobvodu byla nastavena na 600V. Byla regulována prostřednictvím PI regulátoru, který zadával činný proud odebíraný z napájecí sítě.



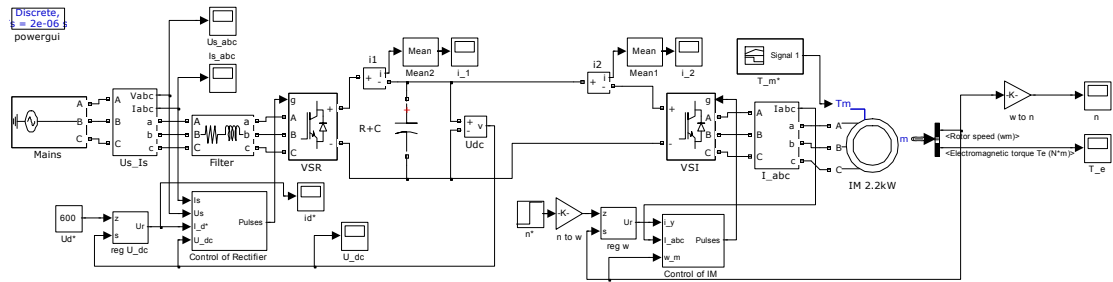
Obr. 4.3 Blokové schéma modelu vektorového řízení pulzního usměrňovače



Obr. 4.4 Odezvy důležitých veličin vektorového řízení pulzního usměrňovače na skok zátěže

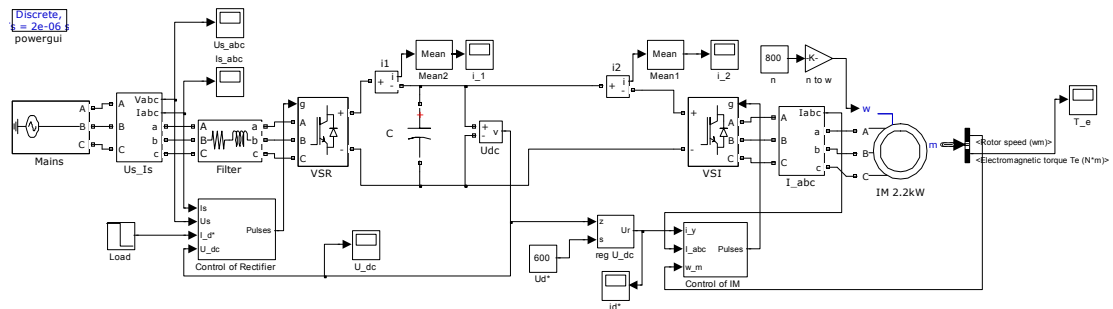
4.3 SIMULACE REGULACE NAPĚTÍ V MEZIOBVODU MĚNIČE

Byly simulovány dvě varianty regulace napětí v meziobvodu. První varianta je variantou klasického pohonu umožňující rekuperaci do napájecí sítě. Jedná se o propojení předchozích dvou simulačních modelů. Blokové simulační schéma je na Obr. 4.5. Parametry simulačního modelu jsou shodné s parametry předchozích simulačních modelů, na Obr. 4.7 jsou zobrazeny průběhy důležitých veličin ze simulace.

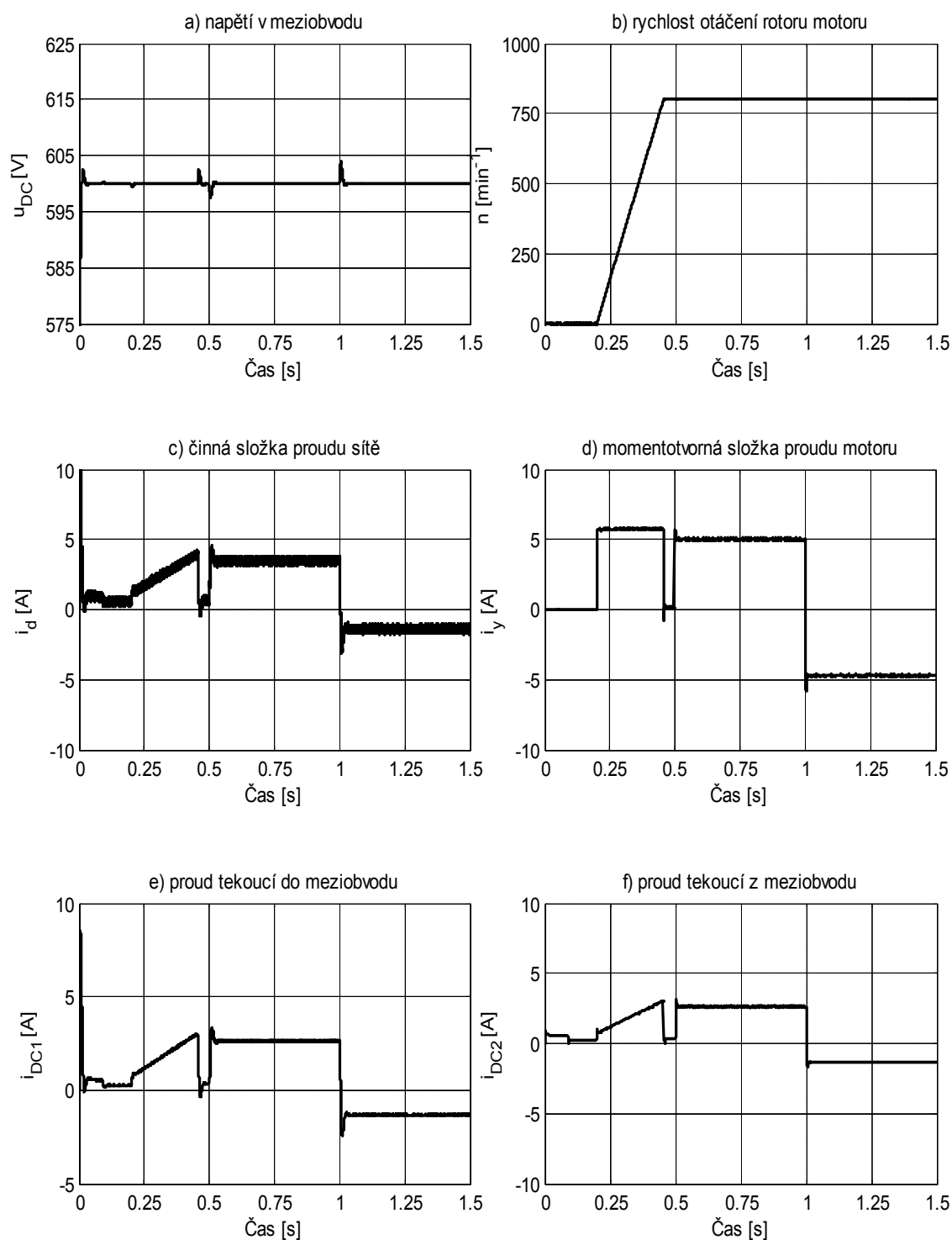


Obr. 4.5 Schéma simulačního modelu pohonu s rekuperací

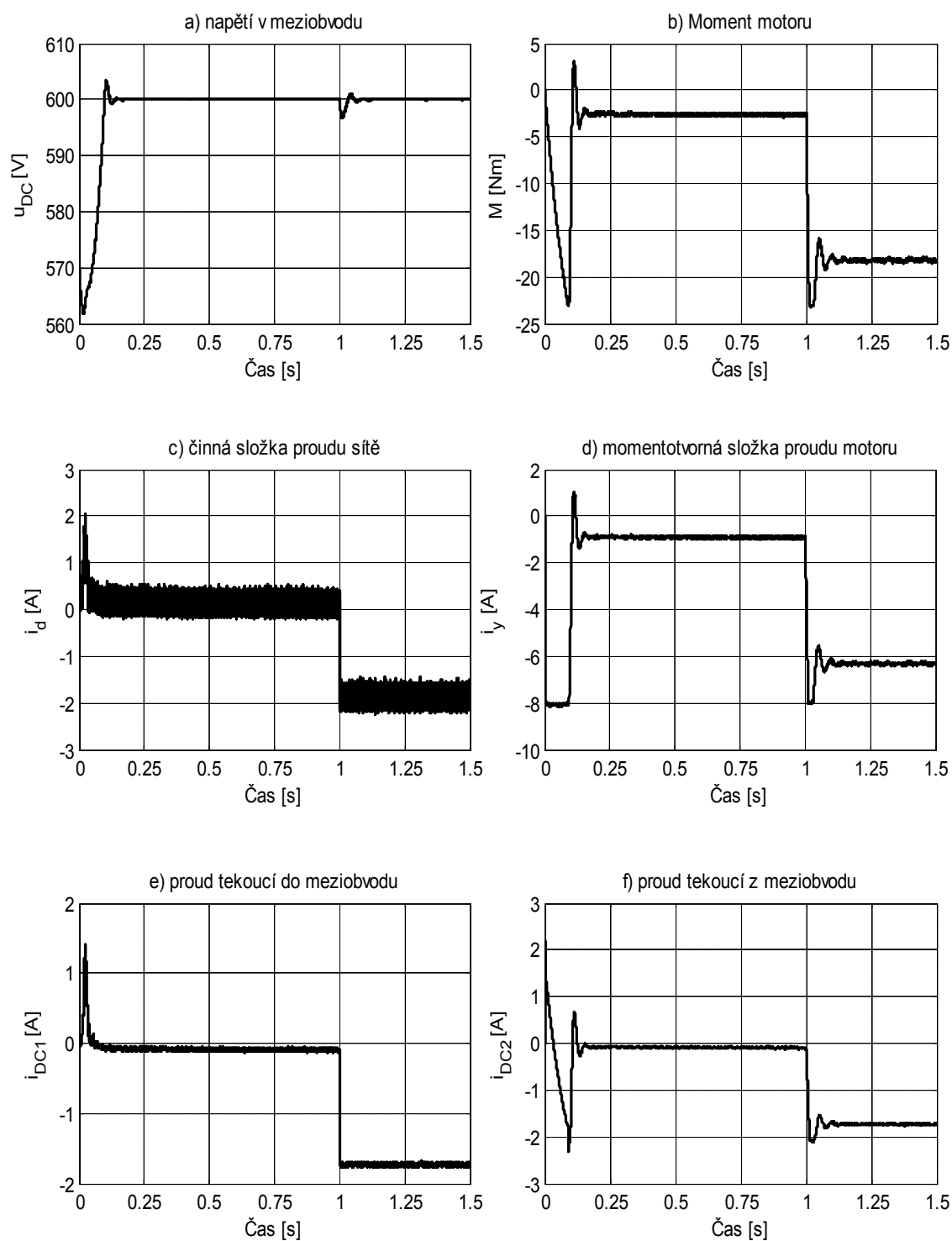
Druhá varianta představuje generátor, který má regulovanou hodnotu napětí v meziobvodu prostřednictvím momentotvorné složky proudu vektorového řízení motoru. Na Obr. 4.6 je simulační schéma. Napěťový regulátor byl přesunut na pozici otáčkového regulátoru. Jeho výstupní hodnota musí být opačná oproti regulátoru pulzního usměrňovače. Skok zátěže je realizován skokem žádaného činného proudu usměrňovače. Výsledky simulace jsou shrnuty v průbězích na Obr. 4.8. Na průběhu napětí je ze začátku patrný pokles napětí, ten je způsoben nabuzováním stroje. Po jeho nabuzení je pak napětí úspěšně vyregulováno na konstantní úroveň.



Obr. 4.6 Schéma simulačního modelu pohonu s regulací napětí prostřednictvím vektorového řízení motoru



Obr. 4.7 Průběhy důležitých veličin simulace pohonu s rekuperací



Obr. 4.8 Průběh důležitých veličin simulace regulace napětí prostřednictvím vektorového řízení motoru

5 POPIS REÁLNÉHO LABORATORNÍHO MODELU POHONU

Pro ověření funkčnosti regulačních algoritmů, byl sestaven laboratorní model. Model pohonu lze rozdělit do několika částí, tyto části jsou jednotlivě popsány v následujících podkapitolách.

Jak bylo definováno výše, každý pohon se skládá z několika částí. Každá z následujících podkapitol obsahuje popis jednotlivých částí. Celý experimentální model pohonu se skládá z motoru, výkonového měniče, řídicího mikropočítačového systému a obslužného programu pro PC, kterým jsou zadávány požadované hodnoty a parametry pohonu.

5.1 LABORATORNÍ STANOVIŠTĚ S MOTORY A MĚNIČEM

Aby mohlo být provedeno ověření pohonu v generátorickém režimu je potřeba, aby použitý asynchronní stroj generátoru měl dostatečný zdroj mechanické energie na své hřídeli, proto je k tomuto zkoumanému motoru připojen přes spojku druhý stejný motor. Druhý pohánějící motor je pak napájen obdobným měničem, který je bez možnosti rekuperace. Oba motory jsou upevněny na společném rámu opatřeném kolečky pro snadný transport. Fotografie soustrojí je na Obr. 5.1, motor na pravé straně soustrojí je vybaven inkrementálním čidlem polohy s 2048 pulzy na jednu otáčku. Parametry stroje jsou shrnuty v Tab. 5.1.

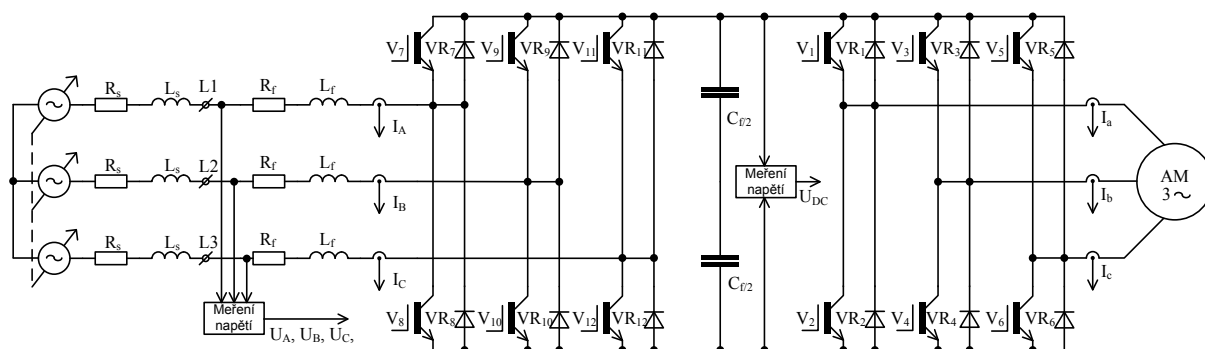
Jmenovitý činný výkon	2,2 kW
Jmenovitý $\cos \phi$	0,80
Jmenovité otáčky	1425 min ⁻¹
Počet polpárů	2
Jmenovitý moment	14,7 Nm
Jmenovitý moment setrvačnosti	0,0058
Jmenovité satorové napětí	400/230 V 50Hz
Jmenovitý proud satoru	4,8/8,8 A
Odpor fáze satoru	2,78Ω
Odpor fáze rotoru (přepočtený)	2,84Ω
Celkový odpor v železe	1667Ω
Rozptylová indukčnost fáze satoru	0,00993 H
Rozptylová indukčnost fáze rotoru	0,00907 H
Hlavní indukčnost	0,30907 H
Satorová časová konstanta	114 ms
Rotorová časová konstanta	112 ms

Tab. 5.1 Parametry asynchronního motoru Sg100L-4A

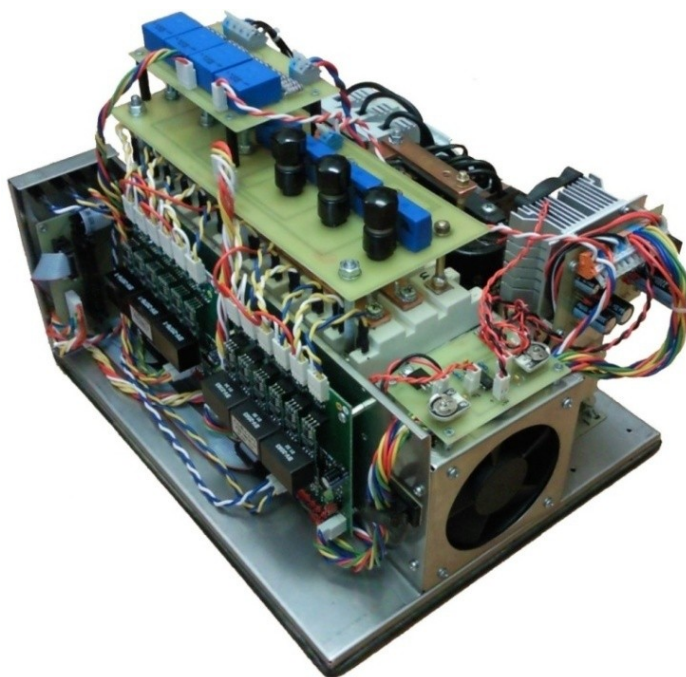


Obr. 5.1 Soustrojí experimentálního laboratorního modelu

Schéma zapojení výkonové části měniče je na Obr. 5.2. Na levé části obrázku je síťový regulovaný transformátor s jeho výstupní impedancí. Následují filtrační tlumivky, před kterými je měřeno vstupní fázové napětí pomocí čidel typu LV25-P od firmy LEM, měřeny jsou všechna tři napětí, jelikož vstupní napětí vlivem nesymetrického zatížení sítě není ve všech fázích stejné. Výstupy z tlumivek jsou připojeny na pulzní usměrňovač tvořený třemi tranzistorovými moduly s tranzistory IGBT doplněnými o zpětné diody typu SKM75GB128D od firmy Semikron. Vstupní proud usměrňovače je měřen pomocí čidel proudu LAH25-NP firmy lem. Stejnoseměrná strana pulzního usměrňovače je připojena k meziobvodu tvořeným filtračními kondenzátory o kapacitě $2200\mu\text{F}$ na napětí 440V. Kondenzátory jsou zapojeny do série a jejich střed je připojen do uzlu zdroje. Napětí v meziobvodu je měřeno čidlem napětí LV25-P. Výstupní střídač je tvořen stejnými tranzistorovými moduly jako vstupní pulzní usměrňovač. Všechny tranzistory jsou buzeny pomocí dvojice budičů SD106EI-17 firmy CONCEPT. Proudů motorem jsou pak měřeny čidly proudu LAH25-NP.



Obr. 5.2 Schéma zapojené výkonové části měniče frekvence s připojenými silovými obvody



Obr. 5.3 Výkonový měnič frekvence s pulzním usměrňovačem

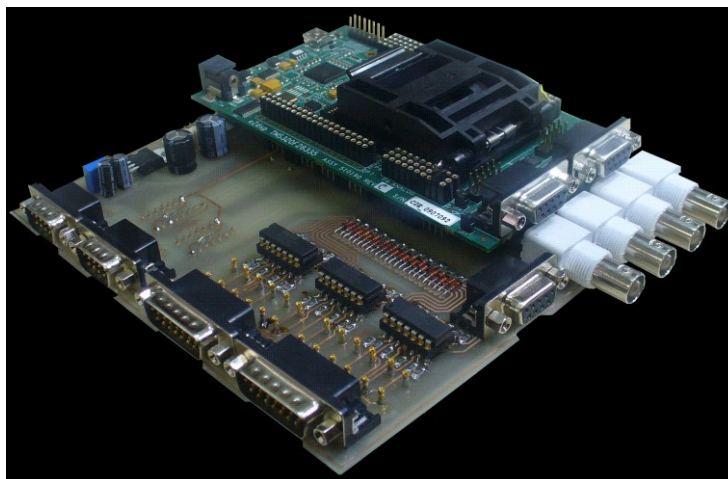
5.2 MIKROPOČÍTAČOVÝ ŘÍDICÍ SYSTÉM MĚNIČE

Pro řízení pohonu byl zvolen řídicí mikropočítačový systém na platformě digitálního signálového procesoru. Byl vybrán typ TMS320F28335 firmy Texas Instruments. Mezi základní vlastnosti řídicího signálového mikrokotroléru TMS320F28335 [23] můžeme zařadit:

- 32 bitové procesorové jádro
- frekvence jádra až 150MHz instrukce 6,67ns
- podpora operací s plovoucí desetinou čárkou
- 256k x 16bit FLASH paměti
- 32k x 16bit RAM s rychlým přístupem
- ROM s bootloaderem a matematickými tabulkami
- komunikační rozhraní 3xSCI, 1xSPI, 1xI²C, 2x McBSP, 2xCAN2.0
- 12 výstupů PWM – 6x nezávislý PWM modulátor s dvěma výstupy
- 2x vstup pro inkrementální čidlo
- 16 multiplexovaných vstupů pro 12-bitový A/D převodník

Výběr byl proveden vzhledem k dostupnosti vývojového kitu eZdsp TMS320F28335 firmy Spectrum Digital. Kit zajišťuje patřičné podmínky pro funkci procesoru (napájení, oddělovací obvody) a také obsahuje rozhraní pro ladění a nahrávání uživatelských programů do procesoru. Pro připojení kitu k měniči a pohonu byla vytvořena rozšiřující deska Obr. 5.4. Deska přizpůsobuje proudové výstupy z čidel napětí a proudu ke vstupům A/D převodníku integrovaného na čipu mikrokotroléru. Výstupy pulzů pro budiče tranzistorů jsou proudově posíleny a pro omezení rušení jsou řešeny hradlem s otevřeným kolektorem. Vstup pro čidlo

polohy je galvanicky oddělen od procesoru. Deska rozšiřuje systém o analogový výstup. Výstup je řešen externím D/A převodníkem, který je řízen pře rozhraní SPI, rozsah výstupu je v mezích $\pm 10V$. Pro připojení ovládacího počítače slouží sériová linka RS232, která je umístěna přímo na kitu.



Obr. 5.4 Použitý mikropočítačový řídicí systém se signálovým mikroprocesorem TMS320F28335

5.3 PROGRAMOVÉ VYBAVENÍ ŘÍDICÍHO SYSTÉMU MĚNIČE

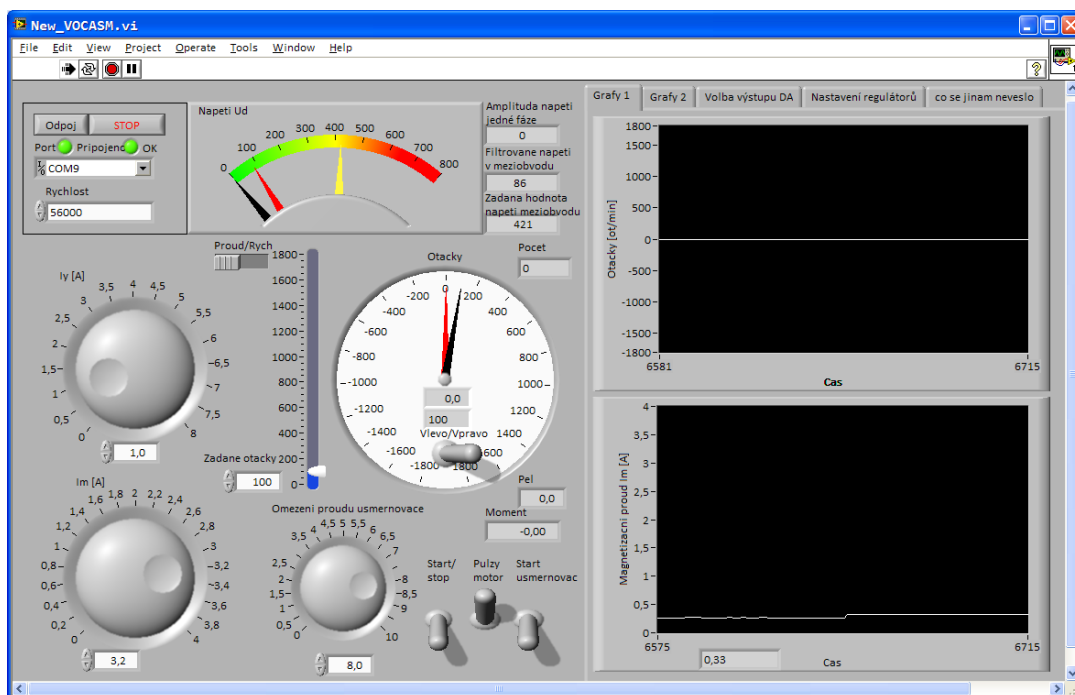
Programové vybavení pro řídicí systém lze rozdělit na dvě části. Program vykonávající vlastní regulační úkoly, vektorové řízení stroje a vektorové řízení usměrňovače, vysílání vnitřních veličin na D/A převodník a další algoritmy vedoucí k úspěšnému řízení pohonu. Druhá část pak zajišťuje komunikaci s nadřazeným systémem či uživatelem. Celé programové vybavení je napsáno v jazyce C pomocí programovacího prostředí Code Composer Studio verze V4.2 a V5 [24].

Regulační program je vyvoláván pomocí periodicky opakujícího se přerušení. Toto přerušení je vyvoláno ukončením převodu A/D převodníku. Frekvence tohoto přerušení odpovídá dvojnásobku frekvence nosné pily PWM modulátoru. Sekvencér převodníku je spouštěn vždy ve vrcholcích pilového nosného signálu modulátoru. Regulační program realizuje výpočty regulátorů proudu s periodou $50\mu s$ a regulaci rychlosti či napětí pak s periodou $500\mu s$. Frekvence nosné pily PWM modulátoru je tedy $10kHz$. Pro urychlení běhu programu je většina regulačního programu tvořena pomocí makro funkcí. Jejich výhodou je, že odpadá složité volání podprogramů a funkcí. Jejich nevýhodou je větší nárok na paměť programu.

5.3.1 ZADNÍ PROGRAM – KOMUNIKACE S UŽIVATELEM

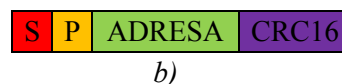
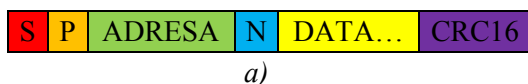
Zadní program, nebo také hlavní smyčka, zajišťuje komunikaci s uživatelem prostřednictvím sériové linky a osobního počítače. Bylo naprogramováno rozhraní, které umožňuje číst i zapisovat jakékoliv místo v paměťovém prostoru mikrokontroléru. Adresy jednotlivých proměnných lze pak zjistit po kompilaci programu z mapovacího souboru. Přenos dat je proti

chybám ošetřen kontrolním součtem CRC16. Maximální velikost jednoho přenášeného paketu je 255 bajtů. Ovládací program pro PC byl vytvořen v prostředí LabView. Program načítá mapovací soubor, daného programu pro řídicí mikropočítač a z něj zjišťuje adresy a názvy jednotlivých proměnných, funkčních registrů a funkcí. Také načítá globální proměnné ze souboru main.c a vybírá z nich proměnné, které se dají odeslat na analogový výstup. Tyto proměnné pak lze interaktivně vybrat v ovládacím programu a zvolit na který výstup budou odeslány i s příslušným měřítkem.

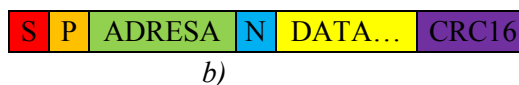


Obr. 5.5 Okno komunikačního programu pro komunikaci s řídicím systémem

Formát datového rámce, který odesílá PC (master) do řídicího systému se rozlišuje podle toho, zda je požadováno čtení dat z řídicího systému, nebo zdali jsou data do systému odesílány. Pro odesílání dat do řídicího systému je určen rámec na Obr. 5.6 a), odpověď systému je na Obr. 5.6 b). Při čtení dat z řídicího systému je situace obdobná, PC vysílá rámec Obr. 5.7 a) a řídicí systém rámec Obr. 5.7 b). Na Obr. 5.8, Obr. 5.9 jsou zachyceny oba druhy zpráv pomocí osciloskopu s funkcí analýzy sériových sběrnic. V průbězích jsou identifikovány jednotlivé řetězce bajtů a ty jsou rovněž dekodovány. Na kanálu K1 je datový signál z PC na kanálu K2 je pak signál z řídicího systému.



Obr. 5.6 Datové rámce pro odesílání dat do řídicího systému



Obr. 5.7 Datové rámce pro čtení dat z řídicího systému

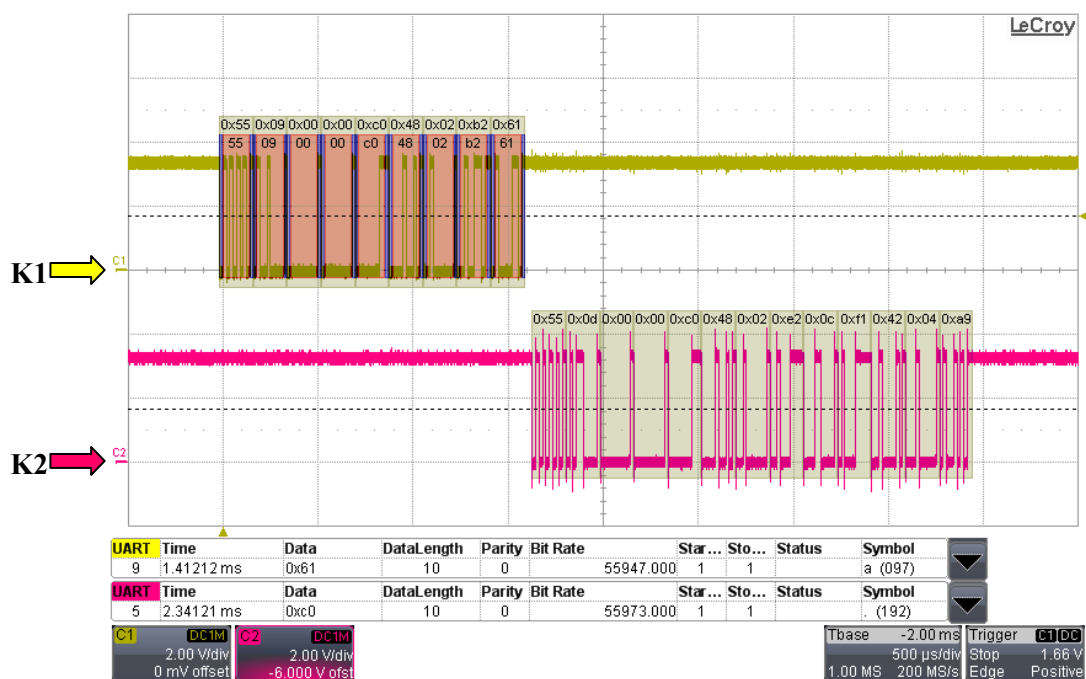
Význam jednotlivých částí:

- S – startovací (uvozovací) bajt pro čtení 0x55 pro zápis 0xAA
- P – počet bajtů v celém raci i s CRC16, 1 bajt
- ADRESA – adresa paměťového místa v procesoru řídicího systému, 4 bajty
- N – počet čtených či odesílaných 16 bitových slov, 1 bajt
- DATA – vlastní data přenosu, počet bajtů N*2
- CRC16 – kontrolní součet, 2 bajty

Každá zpráva vysílána nadřazeným systémem (PC) je potvrzována řídicím systémem, pokud nedorazí zpráva v pořádku v řídicím systému je zahozena a nadřazený systém čeká, dokud nevyprší čas na odpověď, pak zprávu opakuje. Pokud odpověď řídicího systému dorazí chybná, nadřazený systém opakuje zprávu. Po několika neúspěšných opakováních je uživatel na tuto skutečnost upozorněn a je nabídnuto přerušení či další pokračování. V případě přerušení komunikace (rozpojení kabelu), restartuje se stavový automat komunikace po uběhnutí nastaveného časovače.



Obr. 5.8 Záznam z komunikace PC - řídicí systém, odesílání dat do řídicího systému (K1: PC, K2: řídicí systém)



Obr. 5.9 Záznam z komunikace PC - řídicí systém, žádost o data z řídicího systému (K1: PC, K2: řídicí systém)

6 OVĚŘENÍ FUNKČNOSTI A EXPERIMENTÁLNÍ VÝSLEDKY

V této kapitole jsou prezentovány průběhy důležitých veličin, které byly naměřeny na reálném výše popsaném pohonu. Většina veličin byla získána z řídicího systému pohonu. Některé veličiny jsou měřeny systémem přímo, jiné jsou vnitřní veličiny regulačního algoritmu. U každého průběhu jsou popsány kanály velkou šipkou v barvě průběhu. Šipka směřuje k nulové ose průběhu. V popisu obrázku je vždy uvedena příslušná veličina a její měřítko na velký dílek záznamu.

6.1 EXPERIMENTÁLNÍ OVĚŘENÍ VLASTNOSTÍ VEKTOROVÉHO ŘÍZENÍ GENERÁTORU

Následující průběhy byly naměřeny při konstantním napětí meziobvodu 320V. Toto napětí poskytovala trakční olověná akumulátorová baterie se 156 články a jmenovitou kapacitou 40Ah.

Obr. 6.1 zobrazuje skok žádané hodnoty magnetizačního proudu vektorového řízení asynchronního stroje a skutečný magnetizační proud stroje. Stroj je v klidu a neotáčí se. Další dva průběhy na záznamu zobrazují proud a výkon dodávaný z baterie, ustálený odebíraný výkon pohonu po nabuzení je přibližně 80W, zahrnuje ztráty v motoru i v měniči.

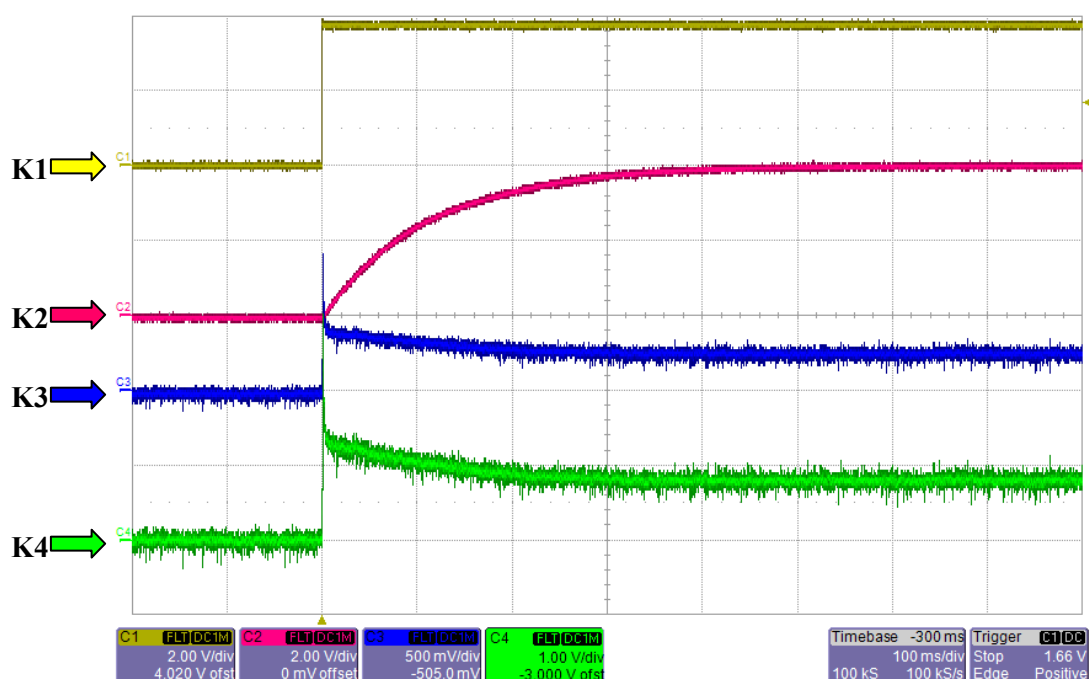
Obr. 6.2, Obr. 6.3 je detail skoku žádané hodnoty tokotvorné a momentotvorné složky proudu a skutečné hodnoty těchto proudů. Další dva průběhy v záznamech zachycují rovněž proud a výkon dodávaný do meziobvodu z baterie. Na průběhu s tokotvornou složkou, dodávaný výkon klesá, dokud nedosáhne minima, které je shodné jak u *Obr. 6.1*.

Obr. 6.4 zobrazuje totéž co *Obr. 6.3*, ale pro celý rozběh až do volnoběžných otáček. Jedná se pouze o regulaci proudu bez nadřazené regulační smyčky otáček.

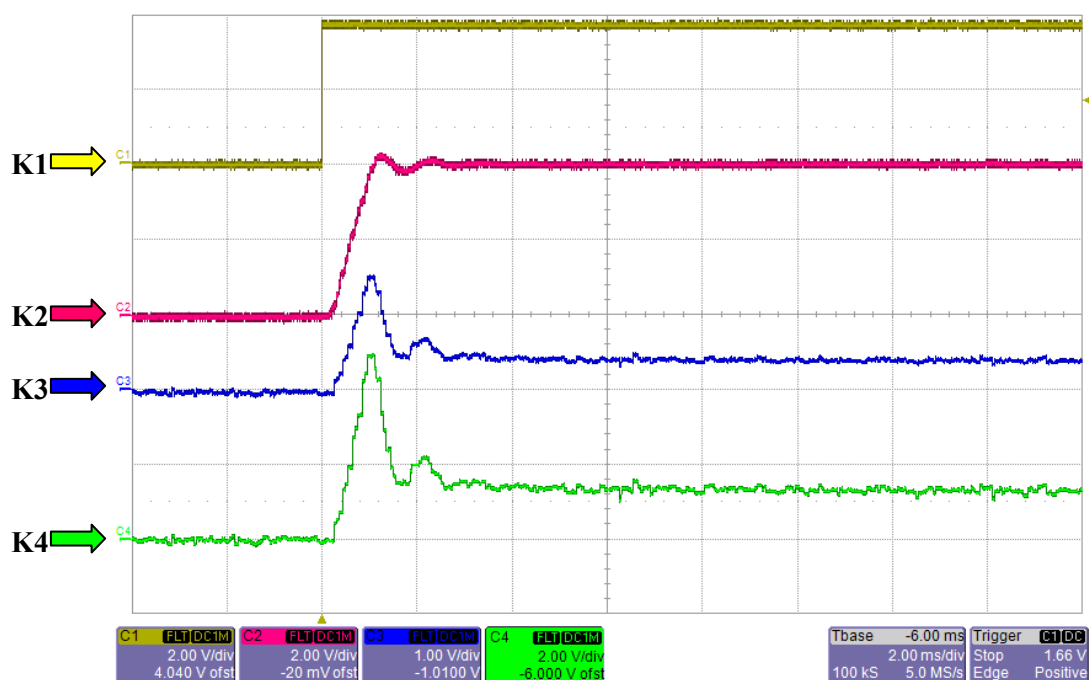
Obr. 6.6, Obr. 6.7 je totéž co výše, ale na kanálu K3 je zobrazen vypočtený výkon ve vzduchové mezeře stroje p_δ na místo proudu baterie. Při reverzaci je patrné, že výkon ve vzduchové mezeře protíná nulovou osu v jiném místě, než odebíraný výkon z baterie. Toto rozdílné působení ztrát v pohonu.

Obr. 6.8, Obr. 6.9 zaznamenávají rozběh a reverzaci motoru s otáčkovou regulační smyčkou. Průběhy zachytávají žádané otáčky soustrojí (K1), skutečné otáčky soustrojí (K2), žádaný momentotvorný proud (K3) a skutečný momentotvorný proud (K4). Regulace je poměrně rychlá s překmitem skutečné hodnoty, testovací soustrojí má totiž velmi malý moment setrvačnosti. Žádaná rychlost byla nastavena na 400 min^{-1} .

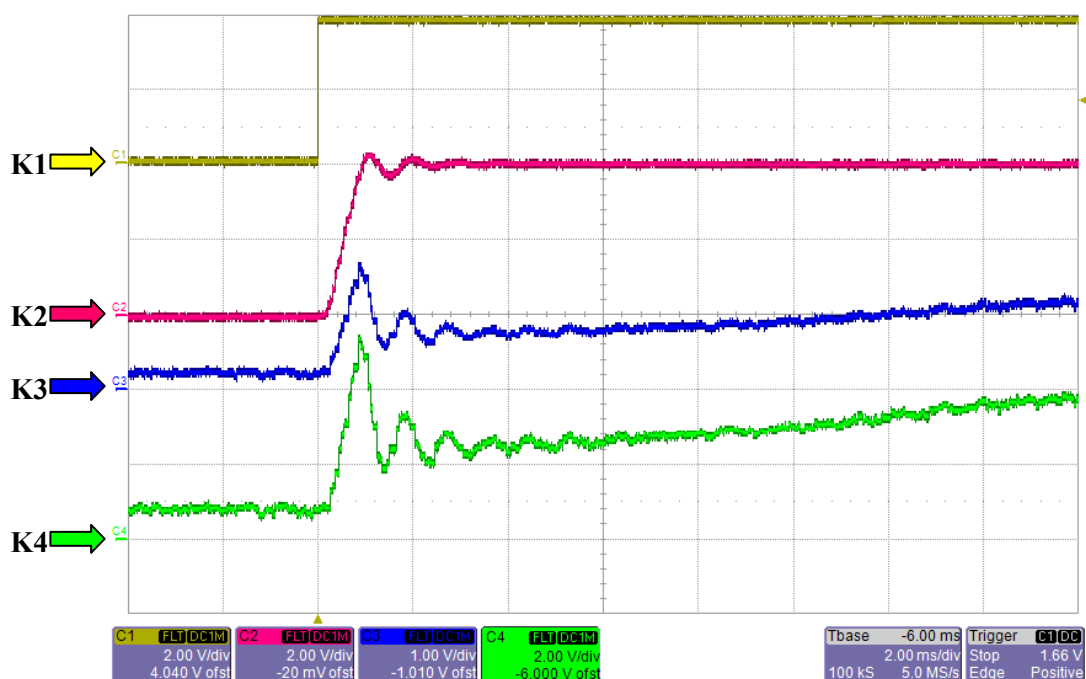
Obr. 6.10 zde jsou zobrazeny průběhy $\sin(\gamma)$ a $\sin(\epsilon)$ při reverzaci otáček, z průběhu je patrná změna fáze mezi těmi to signály v závislosti na směru otáčení.



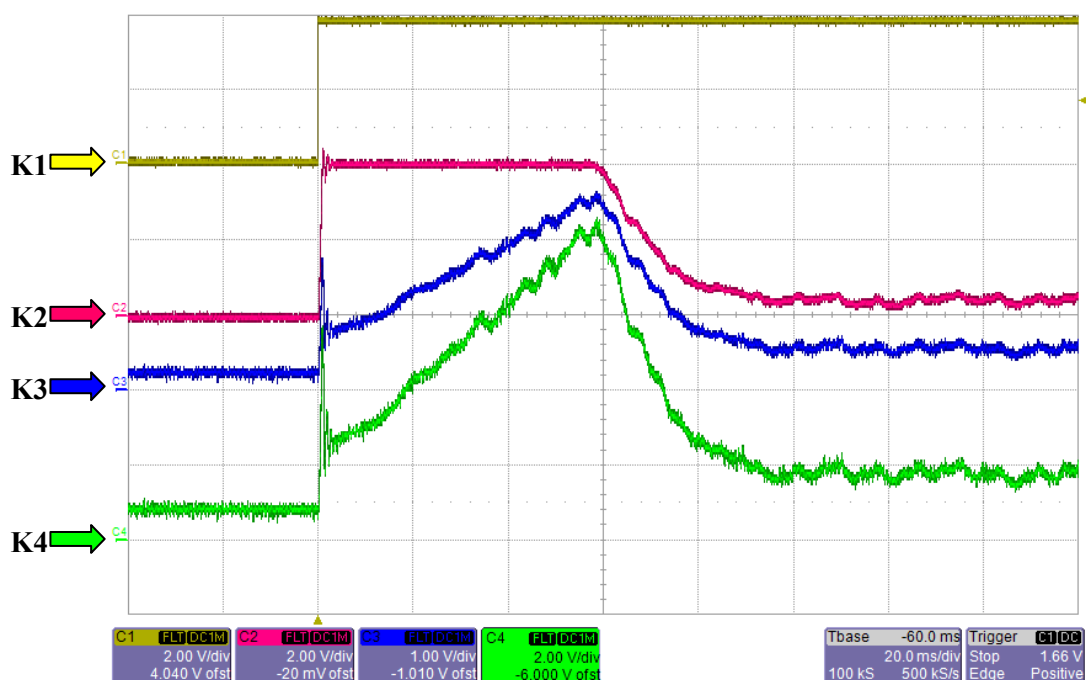
Obr. 6.1 Odezva na skok žádané hodnoty magnetizačního proudu na hodnotu $i_m = 4A$
 (K1: $i_m^* = f(t)$ [2A/d] K2: $i_m = f(t)$ [2A/d] K3: $i_{bat} = f(t)$ [1A/d]
 K4: $p_{bat} = f(t)$ [100W/d] t : 100ms/d)



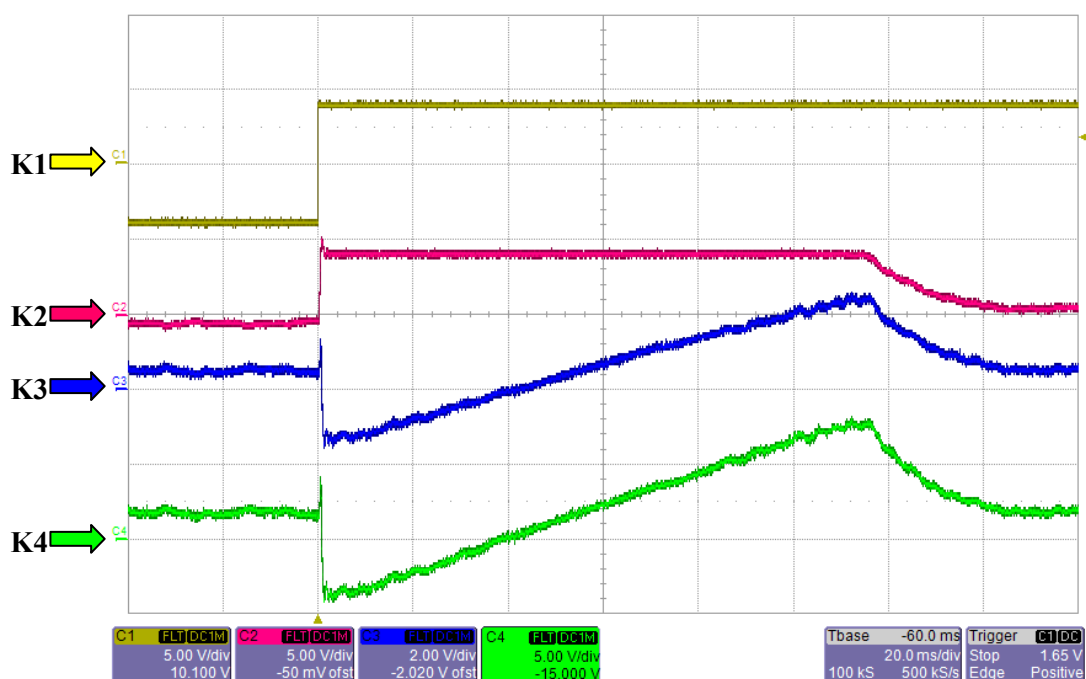
Obr. 6.2 Odezva na skok žádané hodnoty tokotvorné složky proudu asynchronního stroje na hodnotu $i_x = 4A$ (K1: $i_x^* = f(t)$ [2A/d] K2: $i_x = f(t)$ [2A/d] K3: $i_{bat} = f(t)$ [1A/d]
 K4: $p_{bat} = f(t)$ [200W/d] t : 2ms/d)



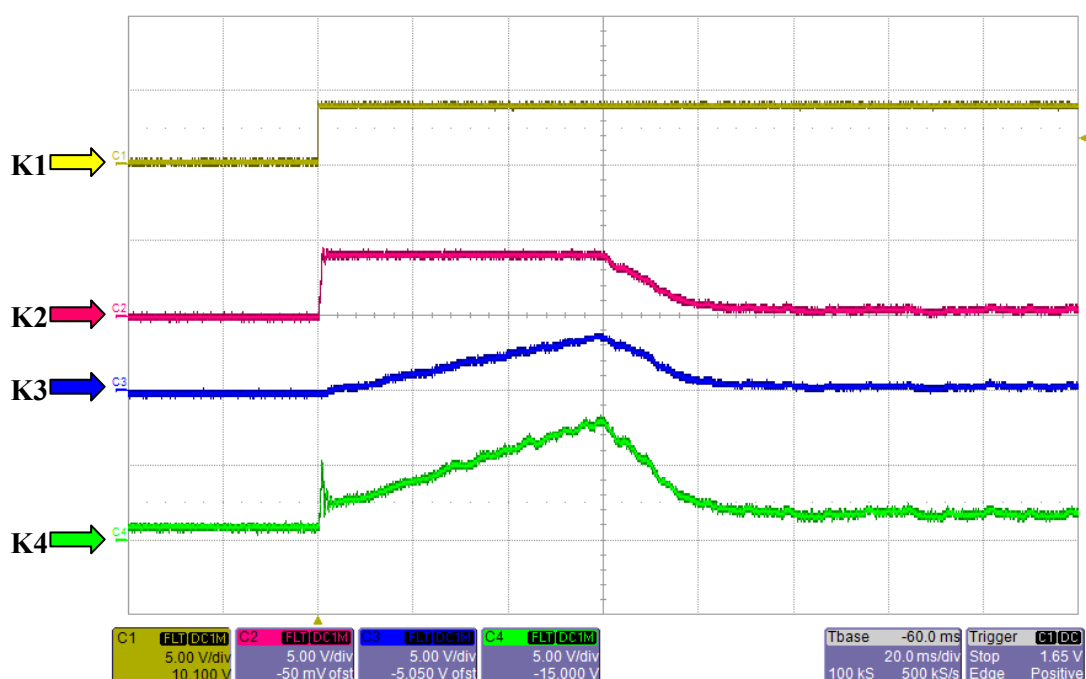
Obr. 6.3 Odezva na skok žádané hodnoty momentotvorné složky proudu asynchronního stroje na hodnotu $i_y = 4\text{ A}$ (**K1**: $i_y^* = f(t)$ [2A/d] **K2**: $i_y = f(t)$ [2A/d] **K3**: $i_{bat} = f(t)$ [1A/d] **K4**: $p_{bat} = f(t)$ [200W/d] t : 2ms/d)



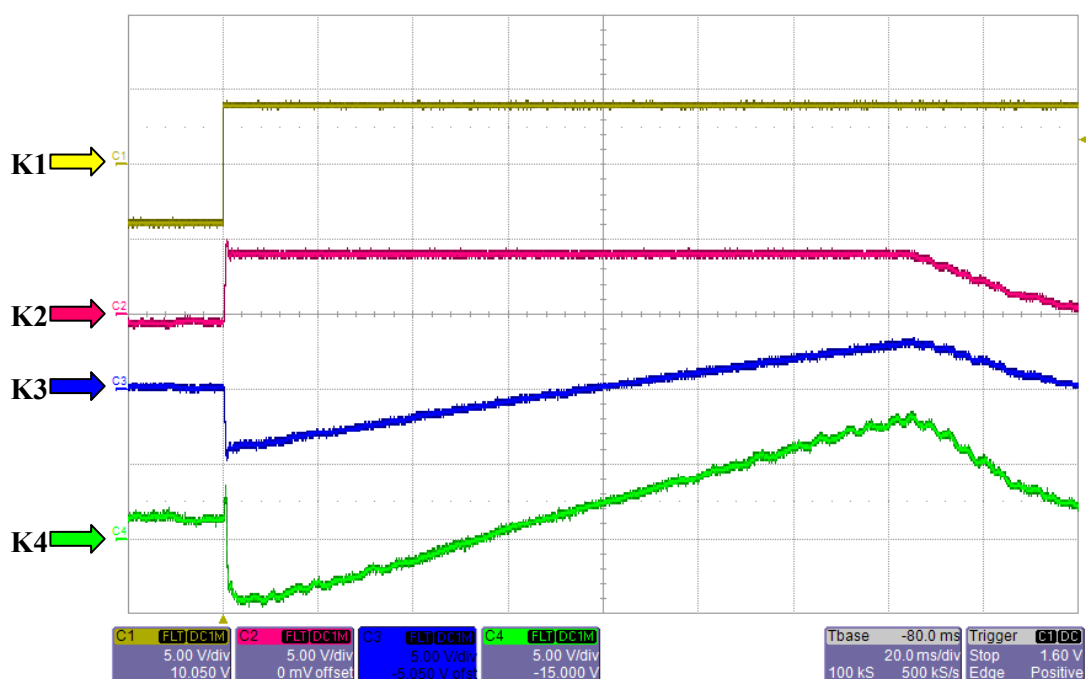
Obr. 6.4 Odezva na skok žádané hodnoty momentotvorné složky proudu asynchronního stroje na hodnotu $i_y = 4\text{ A}$ (**K1**: $i_y^* = f(t)$ [2A/d] **K2**: $i_y = f(t)$ [2A/d] **K3**: $i_{bat} = f(t)$ [1A/d] **K4**: $p_{bat} = f(t)$ [200W/d] t : 20ms/d)



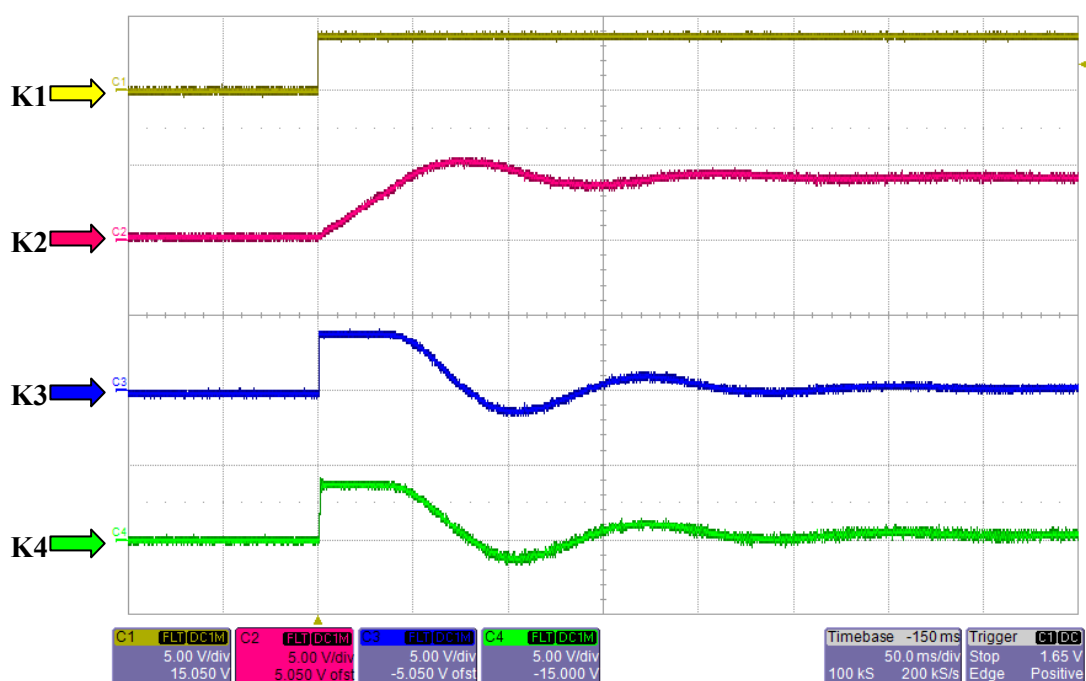
Obr. 6.5 Reverzace žádané hodnoty momentotvorné složky proudu asynchronního stroje z hodnoty $i_y = -4A$ na hodnotu $i_y = 4A$ a odezva na reverzaci (**K1**: $i_y^* = f(t)$ [5A/d] **K2**: $i_y = f(t)$ [5A/d] **K3**: $i_{bat} = f(t)$ [2A/d] **K4**: $p_{bat} = f(t)$ [500W/d] t : 20ms/d)



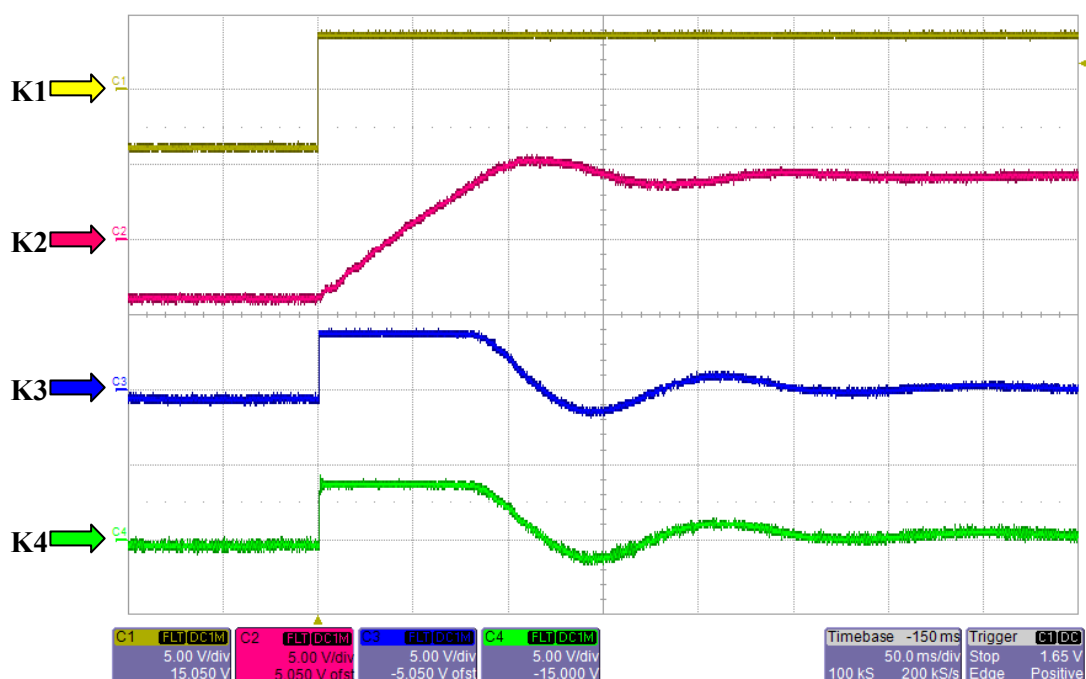
Obr. 6.6 Odezva na skok žádané hodnoty momentotvorné složky proudu asynchronního stroje na hodnotu $i_y = 4A$ (**K1**: $i_y^* = f(t)$ [5A/d] **K2**: $i_y = f(t)$ [5A/d] **K3**: $p_{\delta} = f(t)$ [500W/d] **K4**: $p_{bat} = f(t)$ [500W/d] t : 20ms/d)



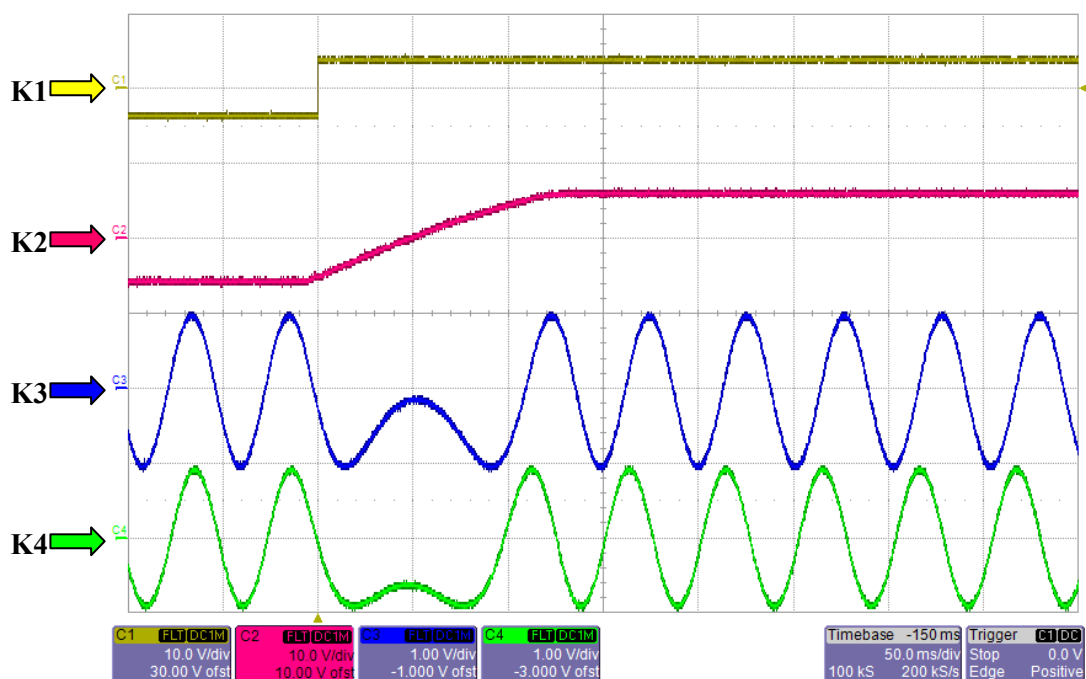
Obr. 6.7 Reverzace žádané hodnoty momentotvorné složky proudu asynchronního stroje z hodnoty $i_y = -4A$ na hodnotu $i_y = 4A$ a odezva na reverzaci (**K1**: $i_y^* = f(t)$ [5A/d] **K2**: $i_y = f(t)$ [5A/d] **K3**: $p_\delta = f(t)$ [500W/d] **K4**: $p_{bat} = f(t)$ [500W/d] t : 20ms/d)



Obr. 6.8 Odezva na skok žádané hodnoty mechanické rychlosti asynchronního stroje na hodnotu $n = 400\text{min}^{-1}$ (**K1**: $n^* = f(t)$ [500 min^{-1}/d] **K2**: $n = f(t)$ [500 min^{-1}/d] **K3**: $i_y^* = f(t)$ [5A/d] **K4**: $i_y = f(t)$ [5A/d] t : 50ms/d)



Obr. 6.9 Odezva na reverzaci žádané hodnoty mechanické rychlosti asynchronního stroje
 $n = -400 \text{ min}^{-1}$ na hodnotu $n = 400 \text{ min}^{-1}$ (**K1**: $n^* = f(t)$ [$500 \text{ min}^{-1}/\text{d}$]
K2: $n = f(t)$ [$500 \text{ min}^{-1}/\text{d}$] **K3**: $i_y^* = f(t)$ [$5 \text{ A}/\text{d}$] **K4**: $i_y = f(t)$ [$5 \text{ A}/\text{d}$] t : $50 \text{ ms}/\text{d}$)



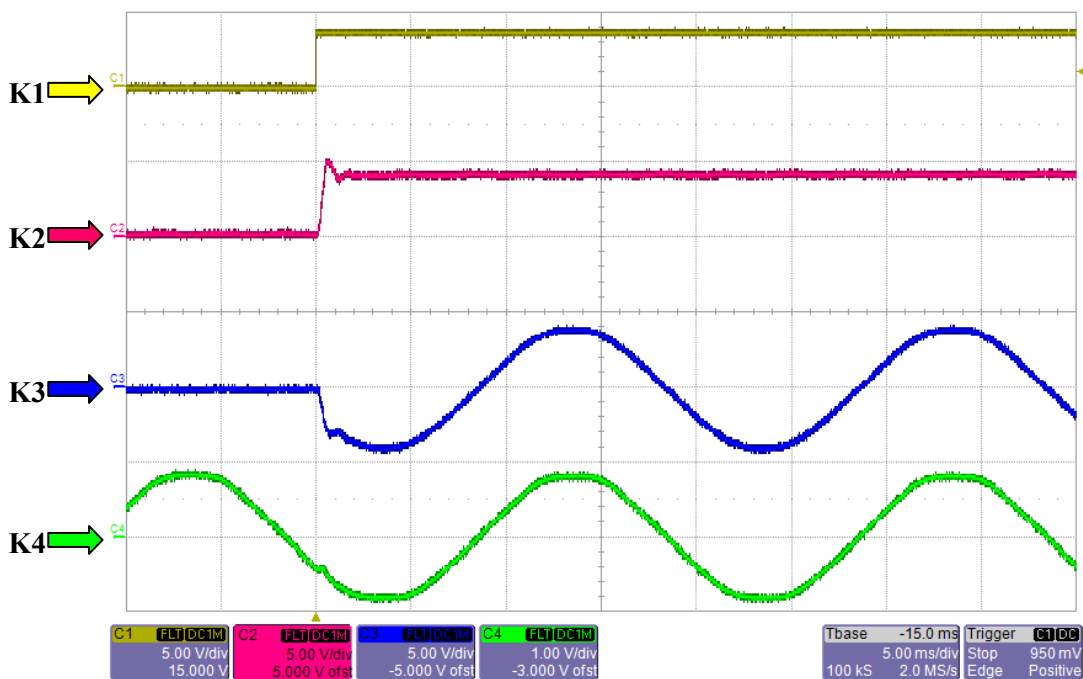
Obr. 6.10 Odezva na reverzaci žádané hodnoty mechanické rychlosti asynchronního stroje
 $n = -800 \text{ min}^{-1}$ na hodnotu $n = 800 \text{ min}^{-1}$ (**K1**: $n^* = f(t)$ [$1000 \text{ min}^{-1}/\text{d}$]
K2: $n = f(t)$ [$1000 \text{ min}^{-1}/\text{d}$] **K3**: $\sin(\epsilon) = f(t)$ [$1/\text{d}$] **K4**: $\sin(\gamma) = f(t)$ [$1/\text{d}$] t : $50 \text{ ms}/\text{d}$)

6.2 EXPERIMENTÁLNÍ OVĚŘENÍ VEKTOROVÉHO ŘÍZENÍ PULZNÍHO USMĚRŇOVAČE

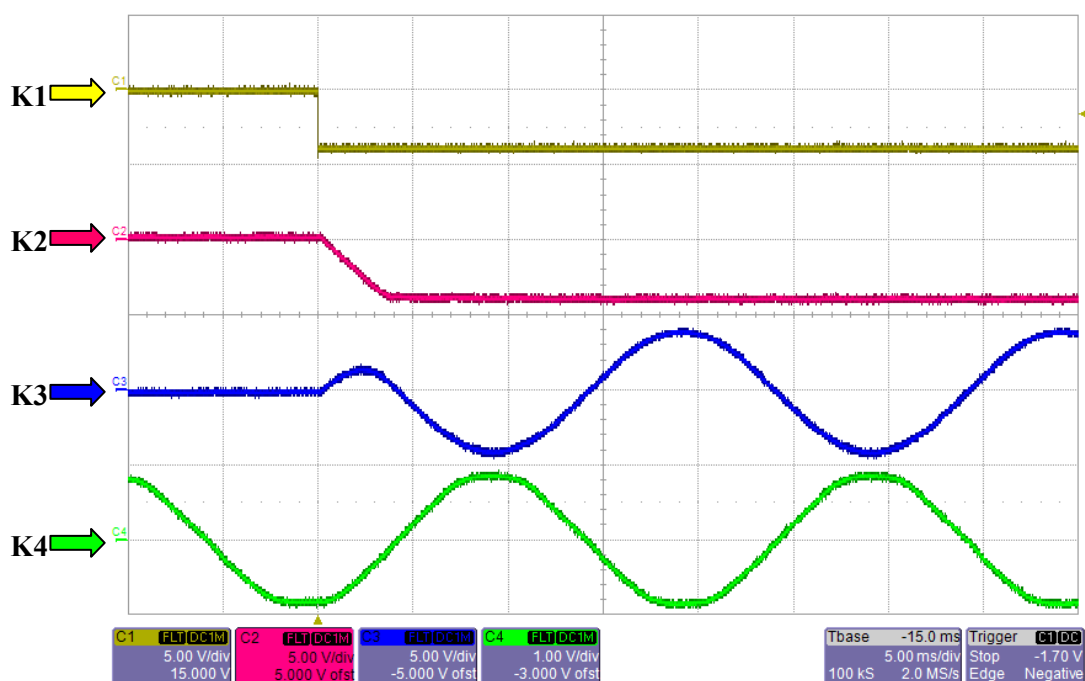
Při této zkoušce byl meziobvod měniče rovněž připojen k výše zmíněné olovené akumulátorové baterii se jmenovitým napětím 312V/40Ah. Akumulátor je dostatečně tvrdý a může být posuzován jako zdroj konstantního napětí. Při tomto ověření vlastností usměrňovače, jsou provedeny skokové změny žádané hodnoty činné složky síťového proudu a je zkoumána odezva na tento skok. Žádaná hodnota představuje amplitudu síťového proudu v případě, že žádaná jalová složka síťového proudu je nastavena na nulovou úroveň.

Obr. 6.11, Obr. 6.12 zaznamenávají průběhy žádané hodnoty činné složky síťového proudu a skutečné hodnoty tohoto proudu společně se skutečným síťovým proudem a napětím. Při kladném skoku žádaného proudu je síťový proud ve fázi s napětím to znamená, že je odebírán výkon ze sítě s účínkem blízkým jedné. U záporného je, pak síťový proud v protifázi a je tudíž výkon dodáván do sítě. Z průběhů je patrná poměrně rychlá odezva na skok žádané hodnoty, v záporné polaritě je odezva horší než v kladné, ale také poměrně rychlá.

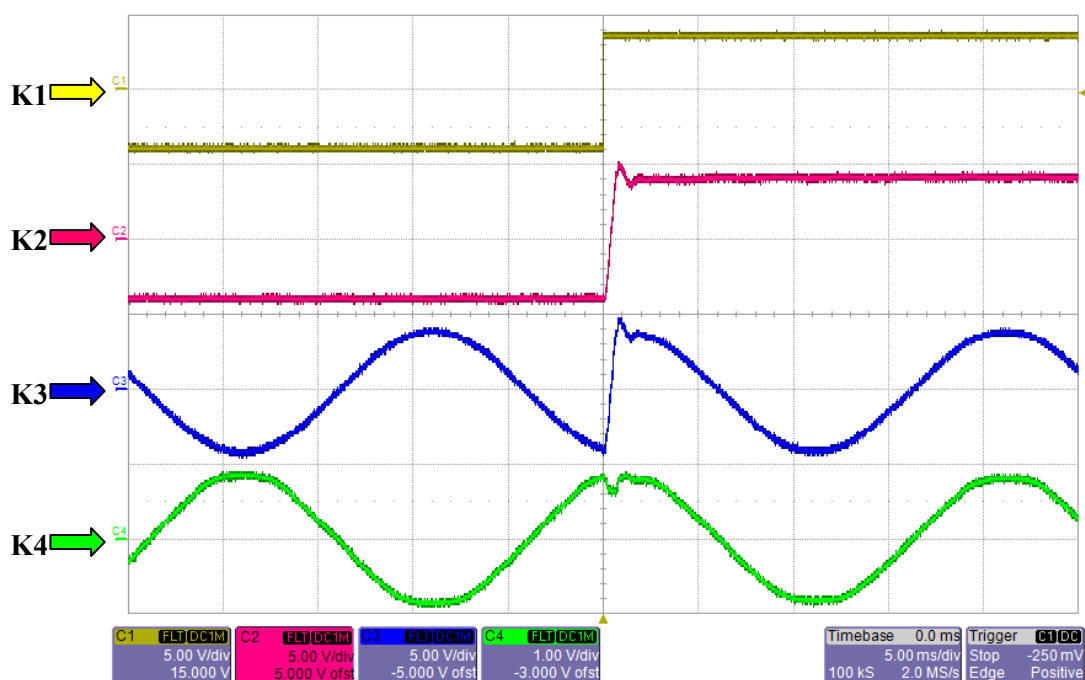
Obr. 6.13, Obr. 6.14 zaznamenávají odezvu na přechod činné složky síťového proudu z jedné polarity do druhé.



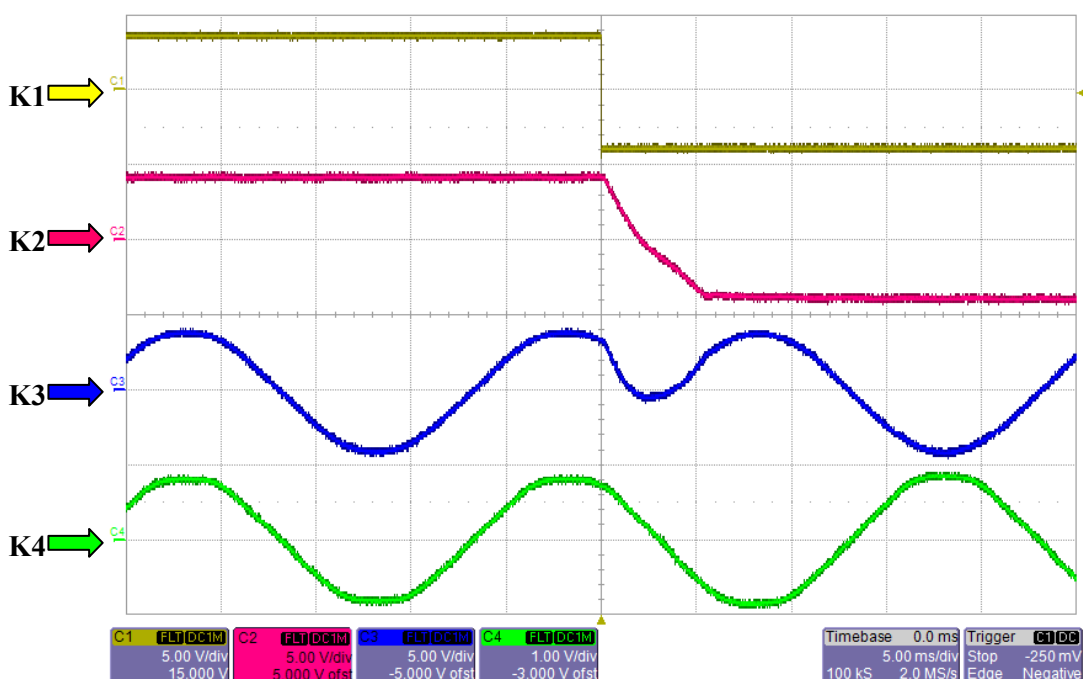
Obr. 6.11 Odezva na skok žádané hodnoty činné složky síťového proudu
na hodnotu $i_d = 4A$ (**K1**: $i_d^* = f(t)$ [5A/d] **K2**: $i_d = f(t)$ [5A/d]
K3: $i_{SA} = f(t)$ [5A/d] **K4**: $u_{SA} = f(t)$ [50V/d] **t**: 5ms/d)



Obr. 6.12 Odezva na skok žádané hodnoty činné složky síťového proudu na hodnotu $i_d = -4A$ (**K1**: $i_d^* = f(t)$ [5A/d] **K2**: $i_d = f(t)$ [5A/d] **K3**: $i_{sA} = f(t)$ [5A/d] **K4**: $u_{sA} = f(t)$ [50V/d] t : 5ms/d)



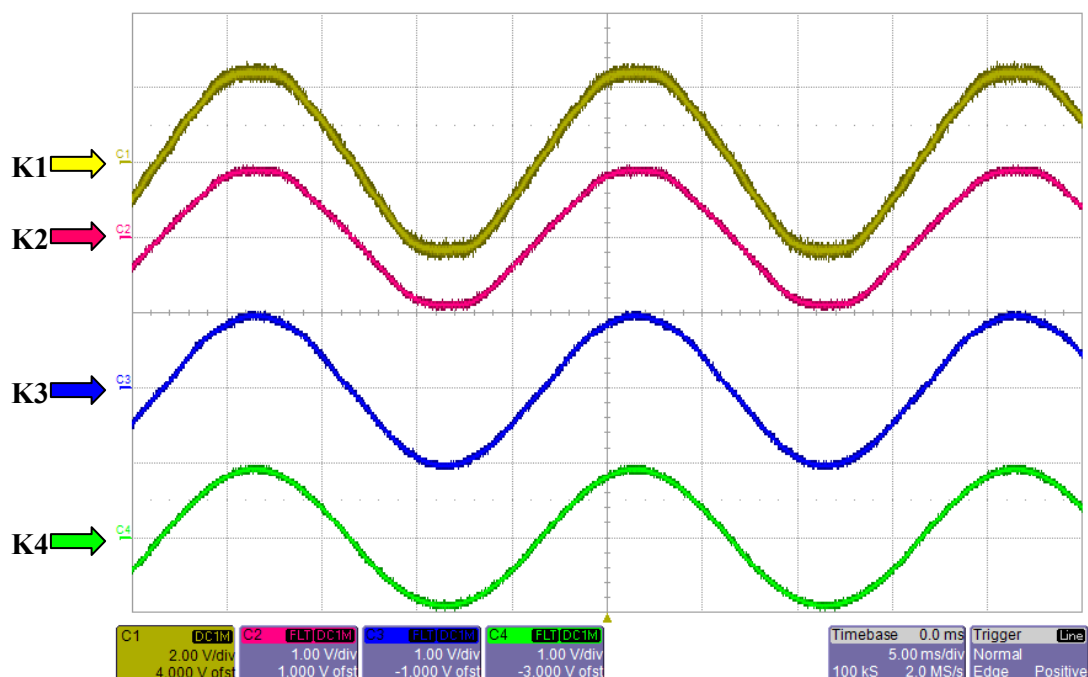
Obr. 6.13 Odezva na skok žádané hodnoty činné složky síťového proudu z hodnoty $i_d = -4A$ na hodnotu $i_d = 4A$ (**K1**: $i_d^* = f(t)$ [5A/d] **K2**: $i_d = f(t)$ [5A/d] **K3**: $i_{sA} = f(t)$ [5A/d] **K4**: $u_{sA} = f(t)$ [50V/d] t : 5ms/d)



Obr. 6.14 Odezva na skok žádané hodnoty činné složky síťového proudu z hodnoty $i_d = 4A$ na hodnotu $i_d = -4A$ (**K1**: $i_d^* = f(t)$ [5A/d] **K2**: $i_d = f(t)$ [5A/d]
K3: $i_{sA} = f(t)$ [5A/d] **K4**: $u_{sA} = f(t)$ [50V/d] t : 5ms/d)

6.3 OVĚŘENÍ IDENTIFIKACE ORIENTUJÍCÍHO ÚHLU VEKTOROVÉHO ŘÍZENÍ PULZNÍHO USMĚRŇOVAČE

Pro identifikaci orientujícího úhlu byla použita metoda uvedená v podkapitole 2.4.2 pod názvem SDFT. Ověření této metody je na Obr. 6.15. Průběh na kanálu K1 je změřené napětí na měřicím rezistoru čidla napětí, toto napětí je měřeno při zatíženém pulzním usměrňovači. Druhý průběh K2 je hodnota změřená řídicím systémem, která je odeslána na D/A převodník. Třetí průběh na K3 je zjištěný cosinus orientujícího úhlu pomocí transformace souřadnic do dvouosého systému a vektorového analyzátoru. Na posledním průběhu K4 je pak výstup filtru SDFT, tedy cosinus orientujícího úhlu sítě. V průběhu na kanálu K3 je vidět mírná deformace signálu. Při větším harmonickém zkreslení síťového napětí je tato změna výraznější. Působí pak další deformaci síťového napětí, prostřednictvím deformovaných řídicích napětí pro střídač (usměrňovač).



Obr. 6.15 Ověření identifikace síťového úhlu pomocí metody SDFT (**K1**: napětí na měřicím rezistoru čidla napětí **K2**: napětí změřené řídicím systémem **K3**: cosinus orientujícího úhlu zjištěný přímo z napětí **K4**: cosinus orientující úhlu zjištěný metodou SDFT t : 5ms/d)

6.4 OVĚŘENÍ REGULACE NAPĚTÍ V MEZIOBVODU MĚNIČE

Byly ověřeny obě možnosti regulace napětí v meziobvodu měniče. Jak bylo popsáno v kapitole 2.5. Tedy regulace napětí prostřednictvím pulzního usměrňovače a prostřednictvím asynchronního generátoru. Experimenty proběhly bez zatížení a také se zatížením. Při regulaci prostřednictvím pulzního usměrňovače byl zátěží běžící pohon. V případě regulace napětí prostřednictvím vektorové modulace byl generátor provozován v ostrovním režimu. Pulzní usměrňovač byl použit jako střídač s pevnou výstupní frekvencí 50Hz. Pomocí modulačního poměru m PWM modulátoru byl nastaven, činný výkon v zátěži na cca 500W, před skokem žádaného napětí v meziobvodu. Třífázová zátěž byla tvořena tlumivkou s indukčností 160mH a odporem s 6Ω , zátěž byla zapojena do Y. Měření proběhlo pro různé otáčky asynchronního stroje.

Obr. 6.16, Obr. 6.17 zobrazuje záznam žádané a skutečné hodnoty napětí v meziobvodu a žádané a skutečné činné složky síťového proudu. Omezení výstupní hodnoty regulátoru napětí bylo nastaveno na 5A. Změny žádané hodnoty byly provedeny pro obě polarity žádaného proudu.

Obr. 6.18, Obr. 6.19 zachycují kromě skoku žádaného a skutečného napětí v meziobvodu taky průběh síťového napětí a proudu v jedné fázi pulzního usměrňovače

Obr. 6.20, Obr. 6.21 zachycují totéž co obrázky výše, pouze s rozdílem, že usměrňovač je zatížen běžícím pohonem.

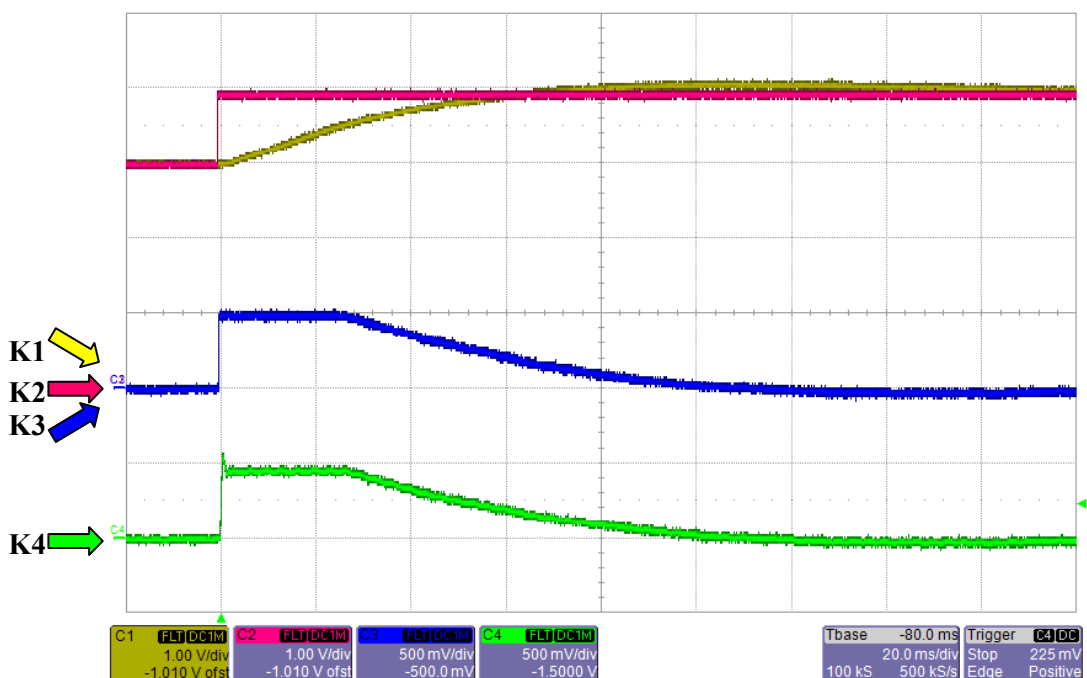
Obr. 6.22, Obr. 6.23 zachycují žádanou a skutečnou hodnotu napětí v meziobvodu měniče, při regulaci napětí prostřednictvím generátoru s asynchronním strojem s vektorovým řízením. Rovněž je zachycena žádaná a skutečná momentotvorná složka proudu vektorového řízení. Omezení regulátoru napětí bylo nastaveno na 5A. Průběhy byly zachyceny při rychlosti $n = 500 \text{ min}^{-1}$.

Obr. 6.24, Obr. 6.25 viz výše, otáčky stroje jsou vyšší $n = 700 \text{ min}^{-1}$, rovněž je vyšší žádané napětí v meziobvodu

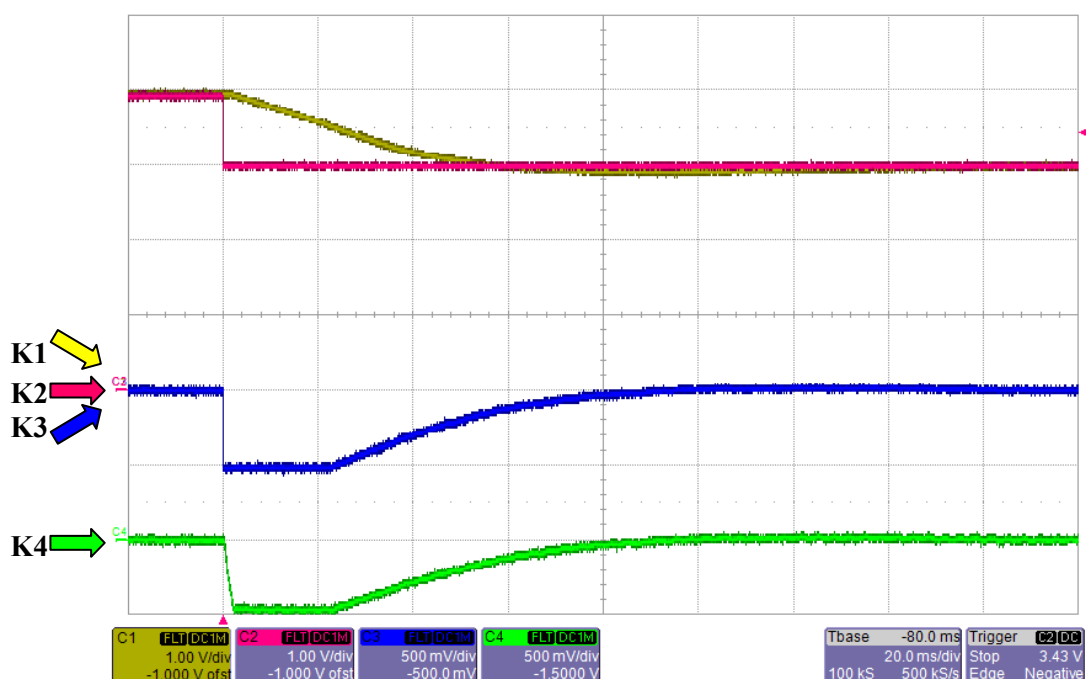
Obr. 6.26, Obr. 6.27 shodné s průběhy předchozími průběhy, ale při zatížení střídačem

Obr. 6.28, Obr. 6.29 shodné s průběhy předchozími průběhy, ale při zatížení střídačem vyšší otáčky a napětí

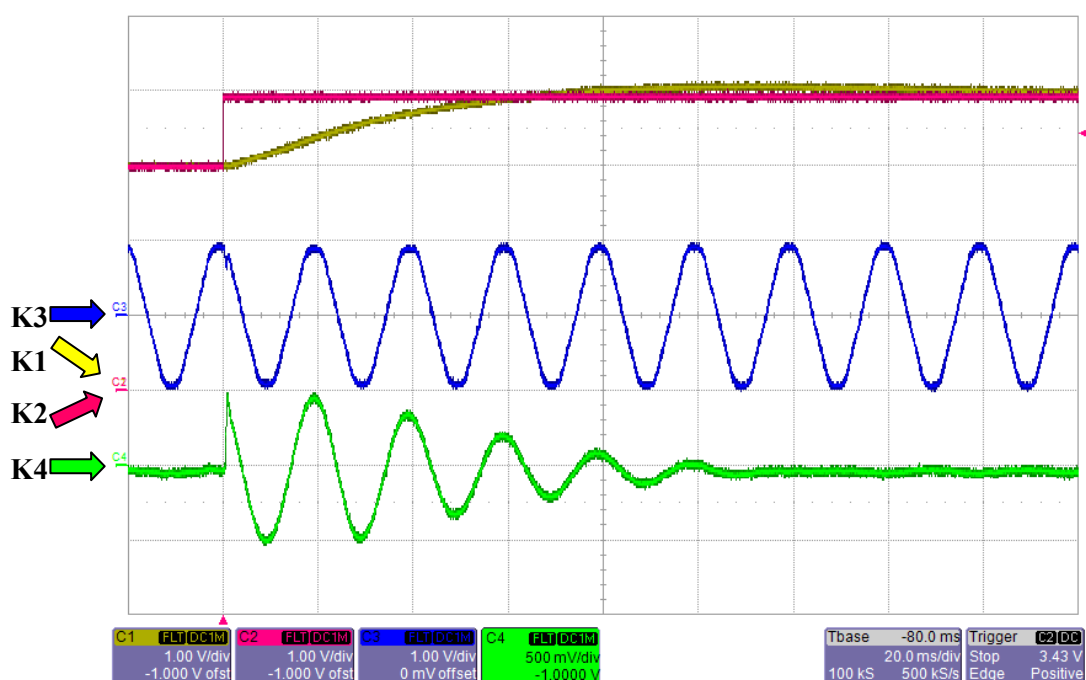
6.4.1 SPOLUPRÁCE SE SÍTÍ BEZ ZATÍŽENÍ



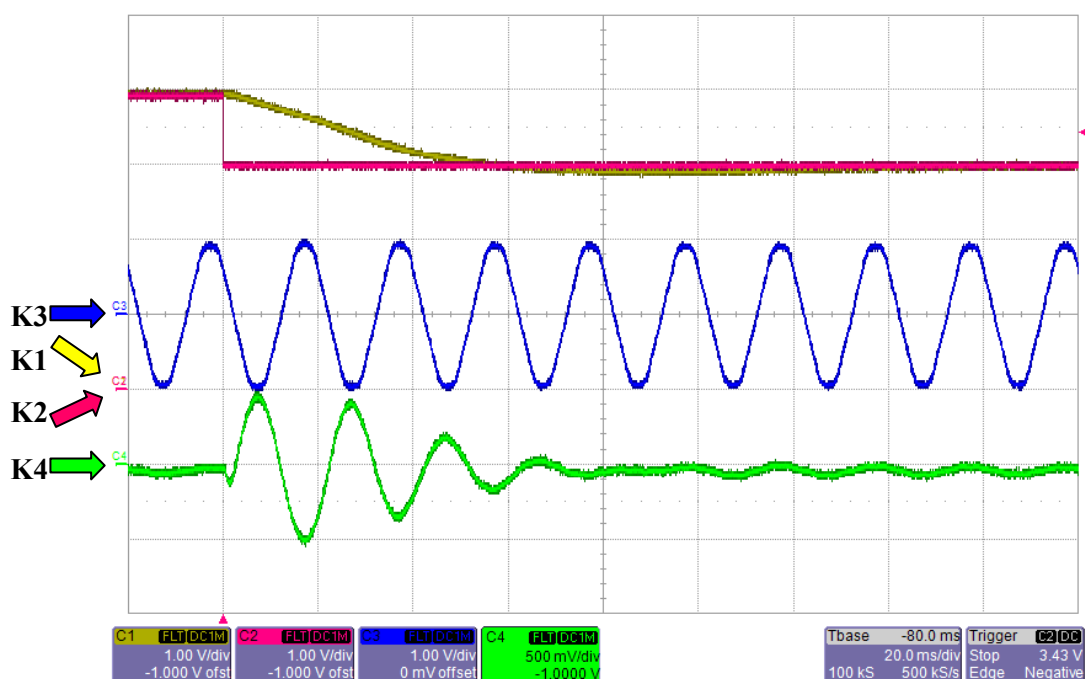
Obr. 6.16 Odezva na skok žádané hodnoty napětí v meziobvodu z hodnoty $u_{dc} = 300V$ na hodnotu $u_{dc} = 400V$ (**K1**: $u_{dc}^* = f(t)$ [100V/d] **K2**: $u_{dc} = f(t)$ [100V/d] **K3**: $i_d^* = f(t)$ [5A/d] **K4**: $i_d = f(t)$ [5A/d] **t**: 20ms/d)



Obr. 6.17 Odezva na skok žádané hodnoty napětí v meziobvodu z hodnoty $u_{dc} = 400V$ na hodnotu $u_{dc} = 400V$ na prázdkno (**K1**: $u_{dc}^* = f(t)$ [100V/d] **K2**: $u_{dc} = f(t)$ [100V/d] **K3**: $i_d^* = f(t)$ [5A/d] **K4**: $i_d = f(t)$ [5A/d] t : 20ms/d)

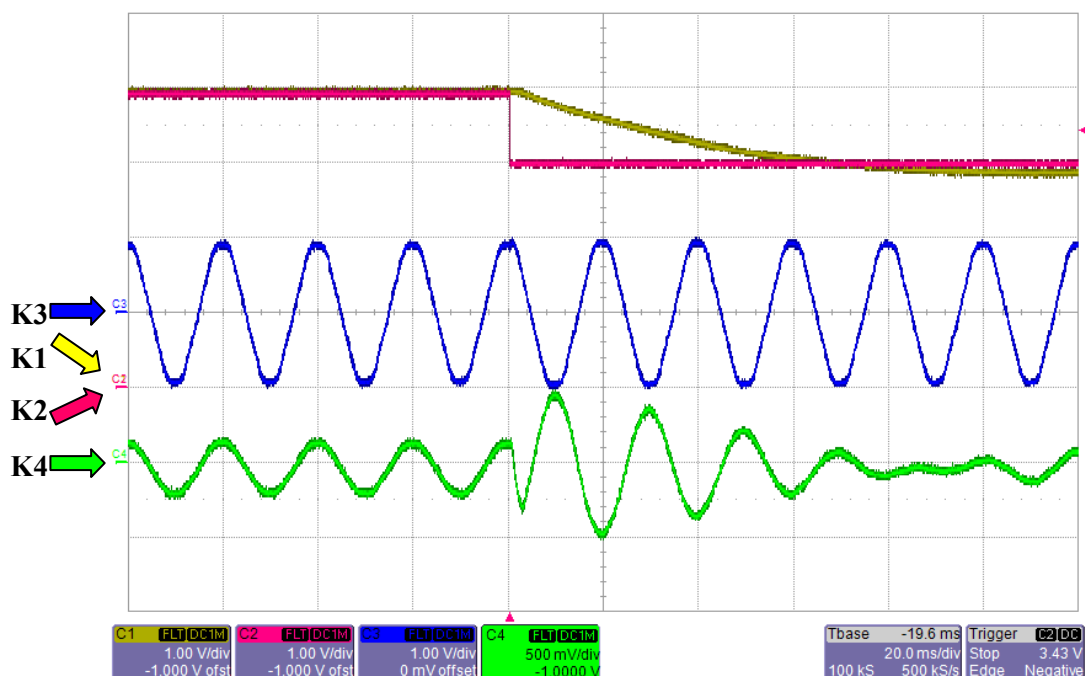


Obr. 6.18 Odezva na skok žádané hodnoty napětí v meziobvodu z hodnoty $u_{dc} = 300V$ na hodnotu $u_{dc} = 400V$ (**K1**: $u_{dc}^* = f(t)$ [100V/d] **K2**: $u_{dc} = f(t)$ [100V/d] **K3**: $u_{sA} = f(t)$ [100V/d] **K4**: $i_{sA} = f(t)$ [5A/d] t : 20ms/d)

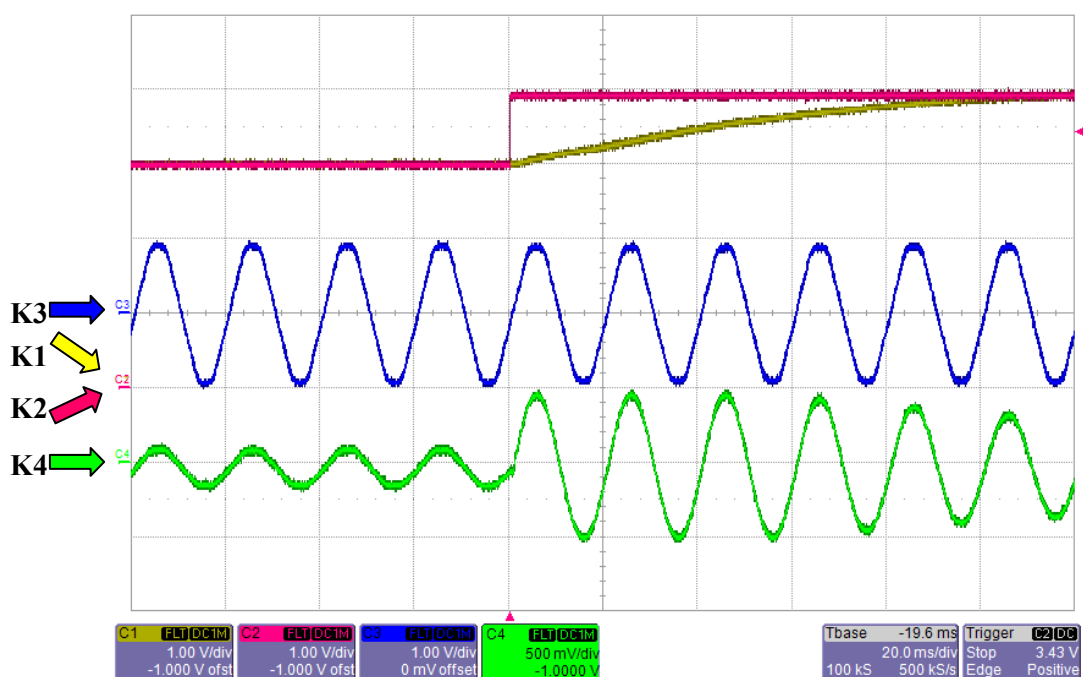


Obr. 6.19 Odezva na skok žádané hodnoty napětí v meziobvodu z hodnoty $u_{dc} = 400V$ na hodnotu $u_{dc} = 300V$ (**K1**: $u_{dc}^* = f(t)$ [100V/d] **K2**: $u_{dc} = f(t)$ [100V/d] **K3**: $u_{SA} = f(t)$ [100V/d] **K4**: $i_{SA} = f(t)$ [5A/d] t : 20ms/d)

6.4.2 SPOLUPRÁCE SE SÍTÍ PŘI ZATÍŽENÍ

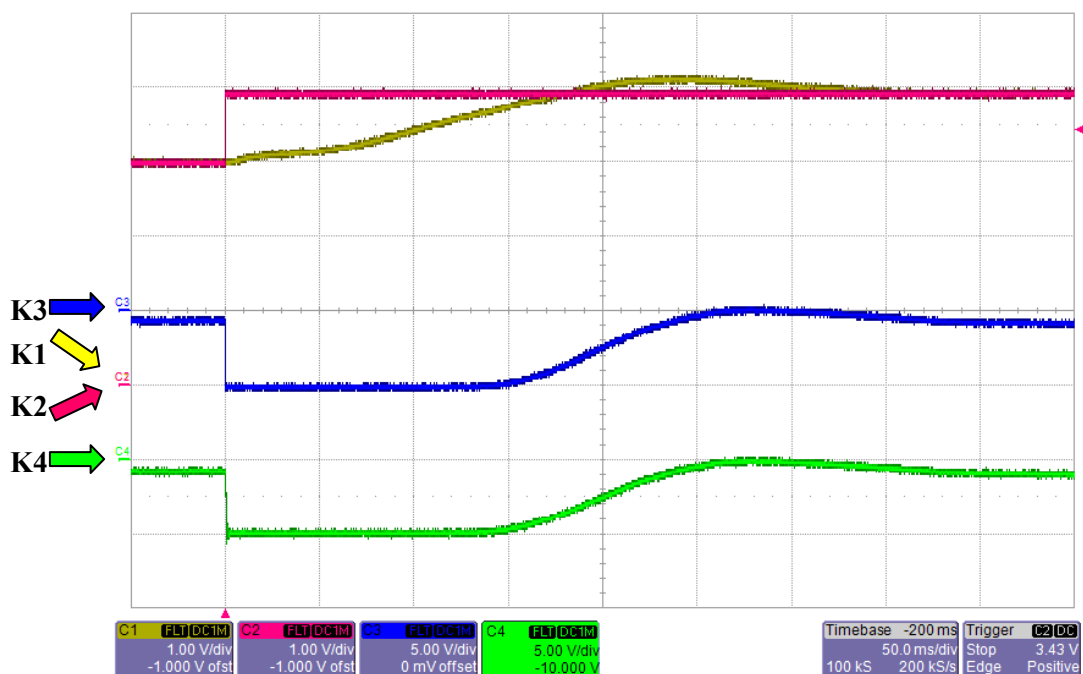


Obr. 6.20 Odezva na skok žádané hodnoty napětí v meziobvodu z hodnoty $u_{dc} = 300V$ na hodnotu $u_{dc} = 400V$ (**K1**: $u_{dc}^* = f(t)$ [100V/d] **K2**: $u_{dc} = f(t)$ [100V/d] **K3**: $u_{SA} = f(t)$ [100V/d] **K4**: $i_{SA} = f(t)$ [5A/d] t : 20ms/d)

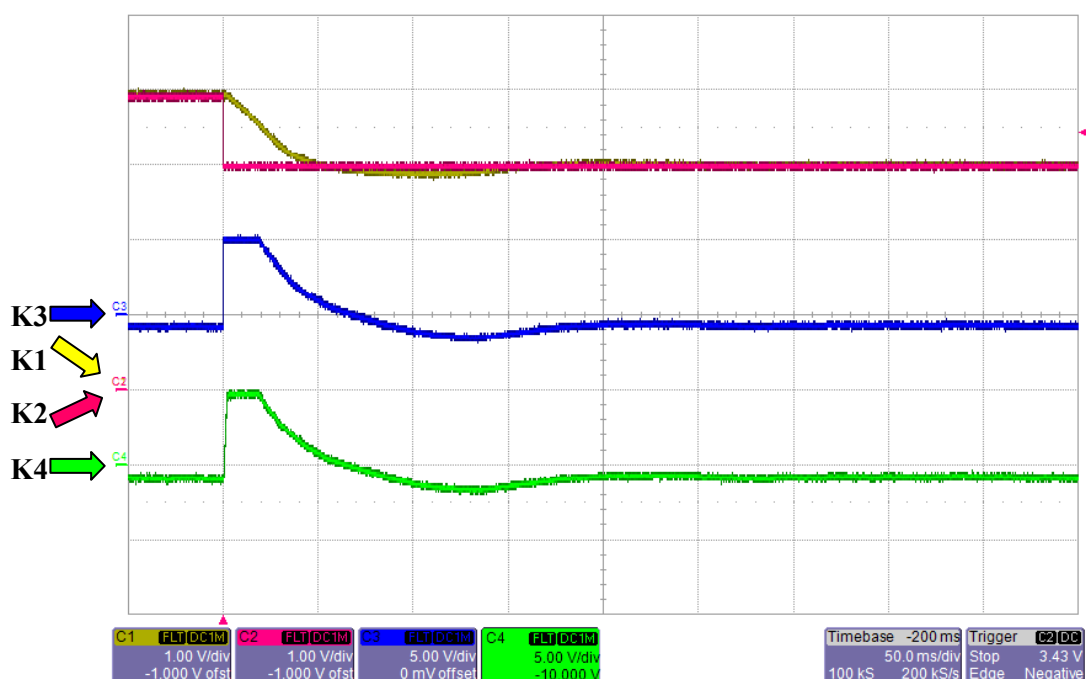


Obr. 6.21 Odezva na skok žádané hodnoty napětí v meziobvodu z hodnoty $u_{dc} = 400V$ na hodnotu $u_{dc} = 300V$ (**K1**: $u_{dc}^* = f(t)$ [100V/d] **K2**: $u_{dc} = f(t)$ [100V/d] **K3**: $u_{sA} = f(t)$ [100V/d] **K4**: $i_{sA} = f(t)$ [5A/d] t : 20ms/d)

6.4.3 OSTROVNÍ REŽIM BEZ ZATÍŽENÍ PRO $N = 500 \text{ MIN}^{-1}$

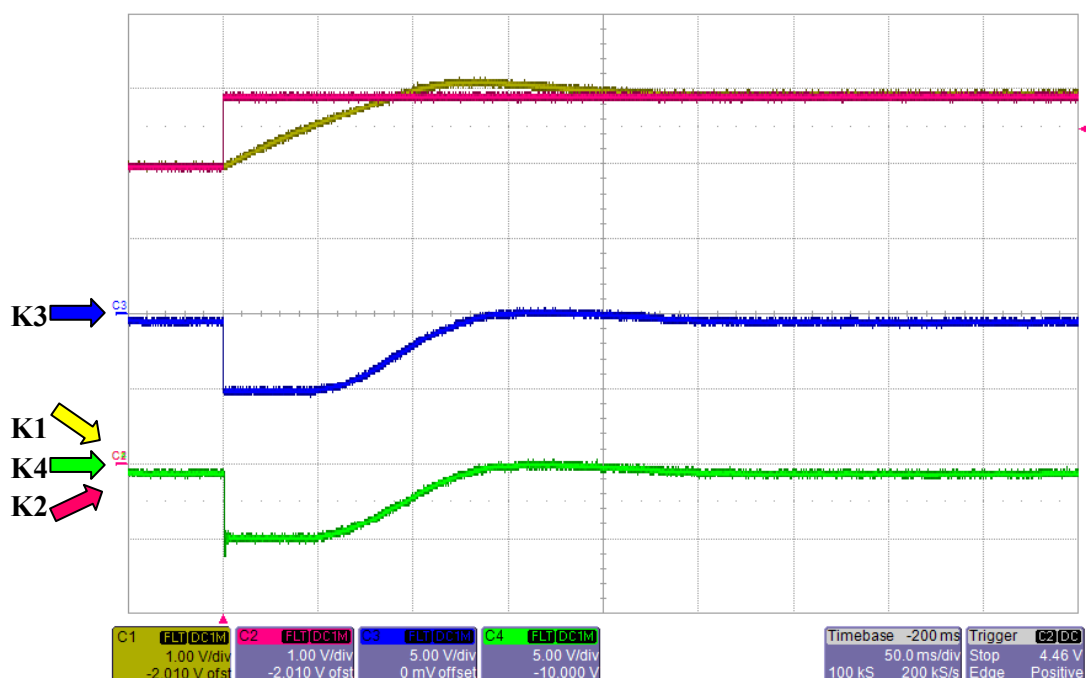


Obr. 6.22 Odezva na skok žádané hodnoty napětí v meziobvodu z hodnoty $u_{dc} = 300V$ na hodnotu $u_{dc} = 400V$ (**K1**: $u_{dc}^* = f(t)$ [100V/d] **K2**: $u_{dc} = f(t)$ [100V/d] **K3**: $i_y^* = f(t)$ [5A/d] **K4**: $i_y = f(t)$ [5A/d] t : 50ms/d)

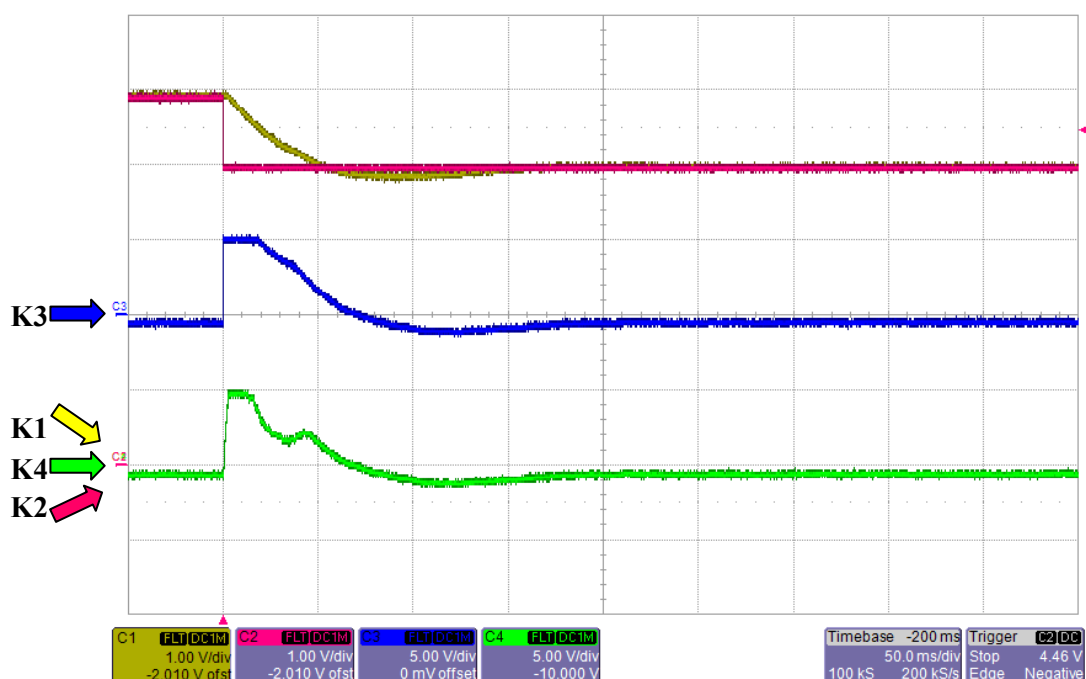


Obr. 6.23 Odezva na skok žádané hodnoty napětí v meziobvodu z hodnoty $u_{dc} = 300V$ na hodnotu $u_{dc} = 400V$ (**K1**: $u_{dc}^* = f(t)$ [100V/d] **K2**: $u_{dc} = f(t)$ [100V/d] **K3**: $i_y^* = f(t)$ [5A/d] **K4**: $i_y = f(t)$ [5A/d] t : 50ms/d)

6.4.4 OSTROVNÍ REŽIM BEZ ZATÍŽENÍ PRO $N = 700 \text{ MIN}^{-1}$

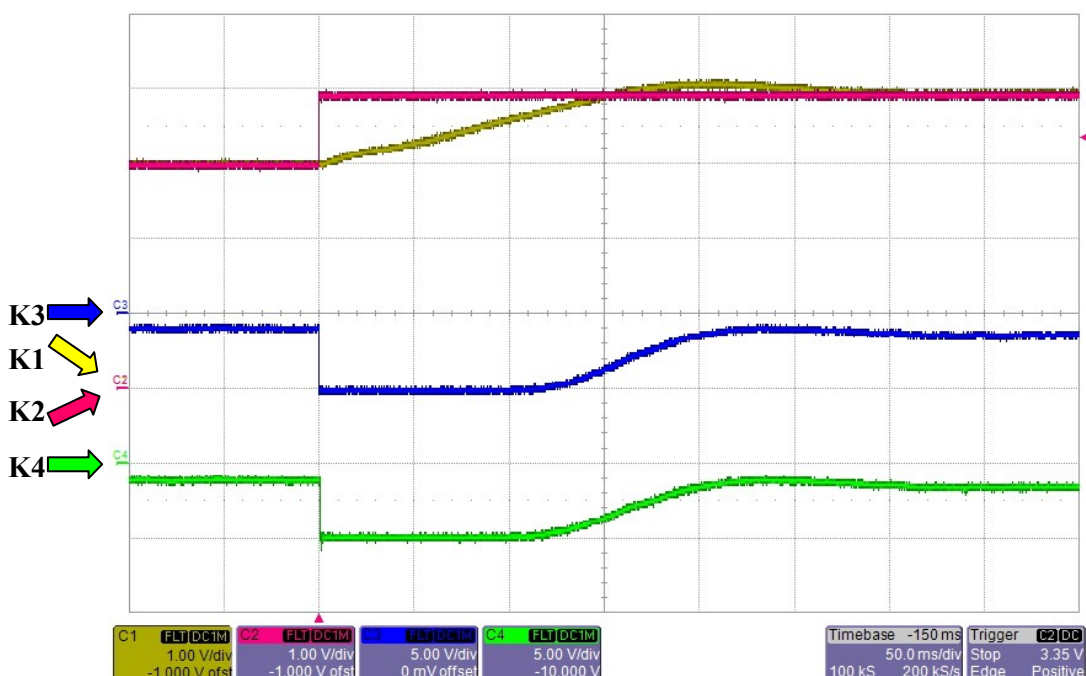


Obr. 6.24 Odezva na skok žádané hodnoty napětí v meziobvodu z hodnoty $u_{dc} = 400V$ na hodnotu $u_{dc} = 500V$ (**K1**: $u_{dc}^* = f(t)$ [100V/d] **K2**: $u_{dc} = f(t)$ [100V/d] **K3**: $i_y^* = f(t)$ [5A/d] **K4**: $i_y = f(t)$ [5A/d] t : 50ms/d)

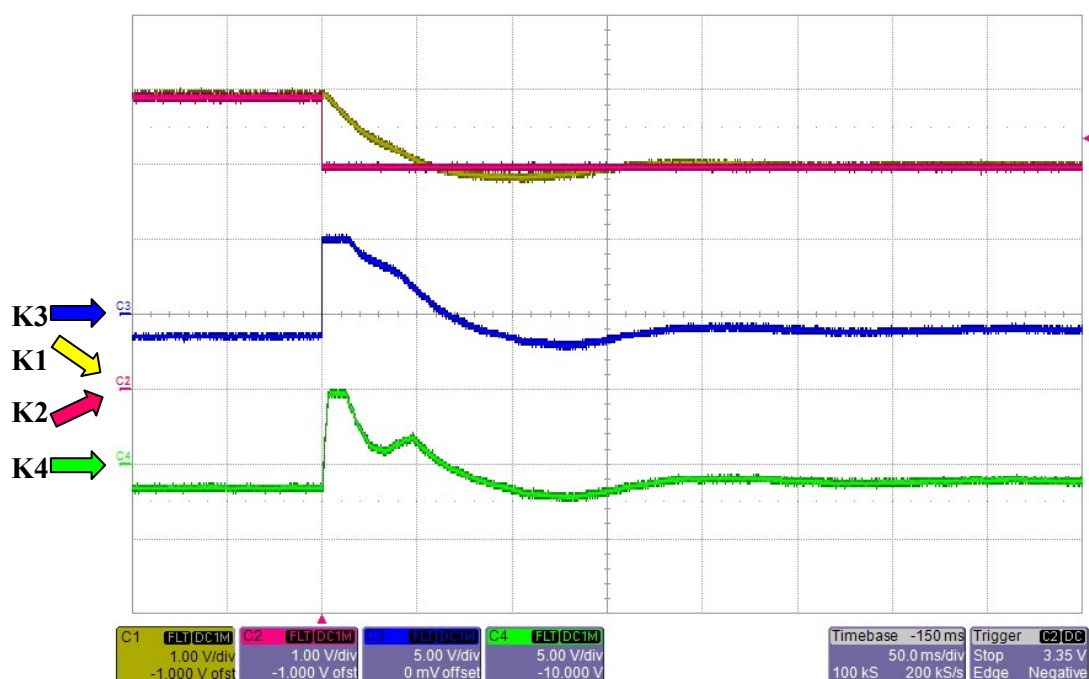


Obr. 6.25 Odezva na skok žádané hodnoty napětí v meziobvodu z hodnoty $u_{dc} = 500V$ na hodnotu $u_{dc} = 400V$ (**K1**: $u_{dc}^* = f(t)$ [100V/d] **K2**: $u_{dc} = f(t)$ [100V/d] **K3**: $i_y^* = f(t)$ [5A/d] **K4**: $i_y = f(t)$ [5A/d] t : 50ms/d)

6.4.5 OSTROVNÍ REŽIM PŘI ZATÍŽENÍ PRO $N = 500 \text{ MIN}^{-1}$

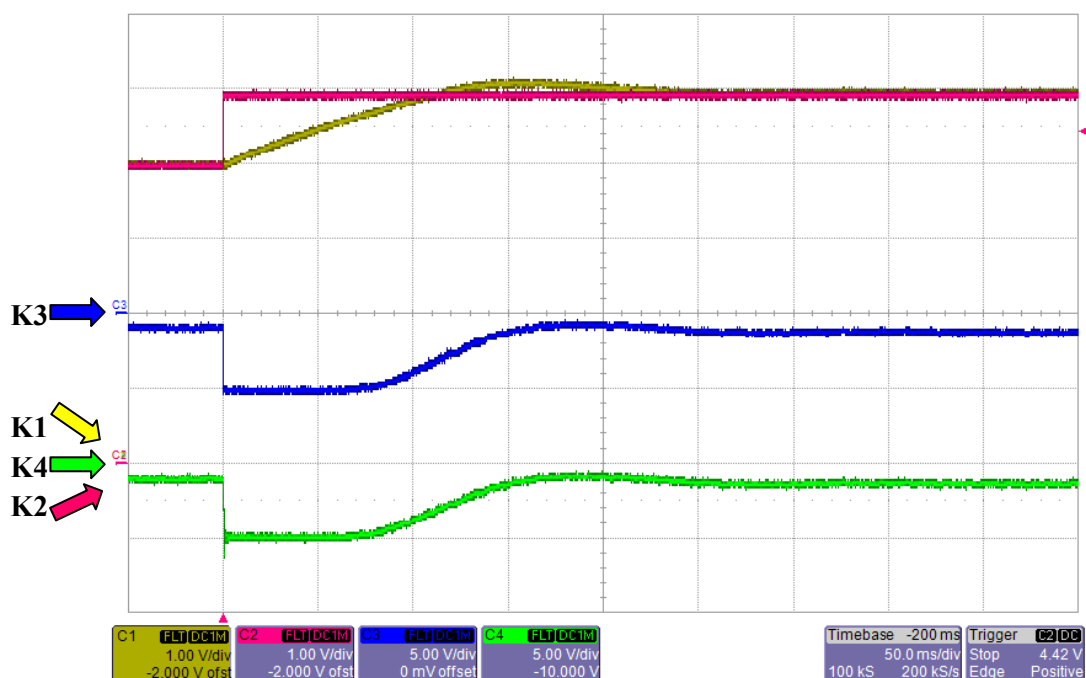


Obr. 6.26 Odezva na skok žádané hodnoty napětí v meziobvodu z hodnoty $u_{dc} = 300V$ na hodnotu $u_{dc} = 400V$ (**K1**: $u_{dc}^* = f(t)$ [100V/d] **K2**: $u_{dc} = f(t)$ [100V/d] **K3**: $i_y^* = f(t)$ [5A/d] **K4**: $i_y = f(t)$ [5A/d] t : 50ms/d)

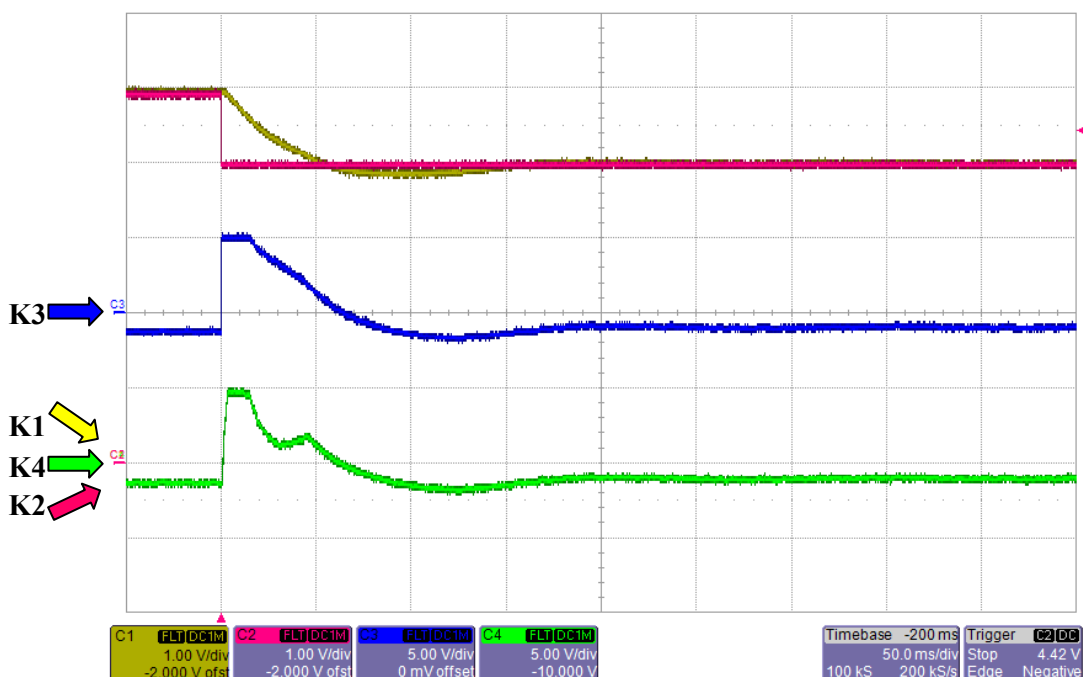


Obr. 6.27 Odezva na skok žádané hodnoty napětí v meziobvodu z hodnoty $u_{dc} = 400V$ na hodnotu $u_{dc} = 300V$ (**K1**: $u_{dc}^* = f(t)$ [100V/d] **K2**: $u_{dc} = f(t)$ [100V/d] **K3**: $i_y^* = f(t)$ [5A/d] **K4**: $i_y = f(t)$ [5A/d] t : 50ms/d)

6.4.6 OSTROVNÍ REŽIM PŘI ZATÍŽENÍ PRO $N = 700 \text{ MIN}^{-1}$



Obr. 6.28 Odezva na skok žádané hodnoty napětí v meziobvodu z hodnoty $u_{dc} = 400V$ na hodnotu $u_{dc} = 500V$ (**K1**: $u_{dc}^* = f(t)$ [100V/d] **K2**: $u_{dc} = f(t)$ [100V/d] **K3**: $i_y^* = f(t)$ [5A/d] **K4**: $i_y = f(t)$ [5A/d] t : 50ms/d)



Obr. 6.29 Odezva na skok žádané hodnoty napětí v meziobvodu z hodnoty $u_{dc} = 500V$ na hodnotu $u_{dc} = 400V$ (**K1**: $u_{dc}^* = f(t)$ [100V/d] **K2**: $u_{dc} = f(t)$ [100V/d] **K3**: $i_y^* = f(t)$ [5A/d] **K4**: $i_y = f(t)$ [5A/d] t : 50ms/d)

6.5 EXPERIMENTÁLNÍ OVĚŘENÍ VLASTNOSTÍ GENERÁTORU S AKUMULAČNÍM PRVKEM

Pro ověření provozu generátoru s akumulčním prvkem byla připojena do meziobvodu olověná akumulátorová baterie se jmenovitým napětím 312V s kapacitou 40Ah. Počet článků je tedy 156. Proud tekoucí baterií je měřen prostřednictvím průvlakového čidla a signál je zaveden do řídicího systému. Kladný směr proudu v řídicím systému představuje dodávku energie do akumulátoru. Regulátor proudu baterie zadává požadované napětí do regulátoru napětí. Omezení výstupu regulátoru proudu akumulátorem je nastaveno na minimální hodnotu napětí akumulátoru při vybití a na maximální hodnotu odpovídající plynovacímu napětí akumulátoru. Experiment je rozdělen podle zdroje, který spolupracuje s akumulátorem, tedy na regulaci proudu prostřednictvím pulzního usměrňovače a regulaci prostřednictvím asynchronního generátoru. Při zkouškách s generátorem nebylo možné dodávat výkon do generátoru, jelikož pohon pohánějící generátor neumožňuje rekuperaci, a došlo by k poškození měniče napájející druhý motor.

Obr. 6.30, Obr. 6.31 zachycují průběhy žádaného a skutečného proudu akumulátorem dále průběh žádaného a skutečného napětí na v meziobvodu. Průběh skutečného napětí v meziobvodu je konstantní a dokazuje, že akumulátor je dostatečně tvrdý zdroj proudu.

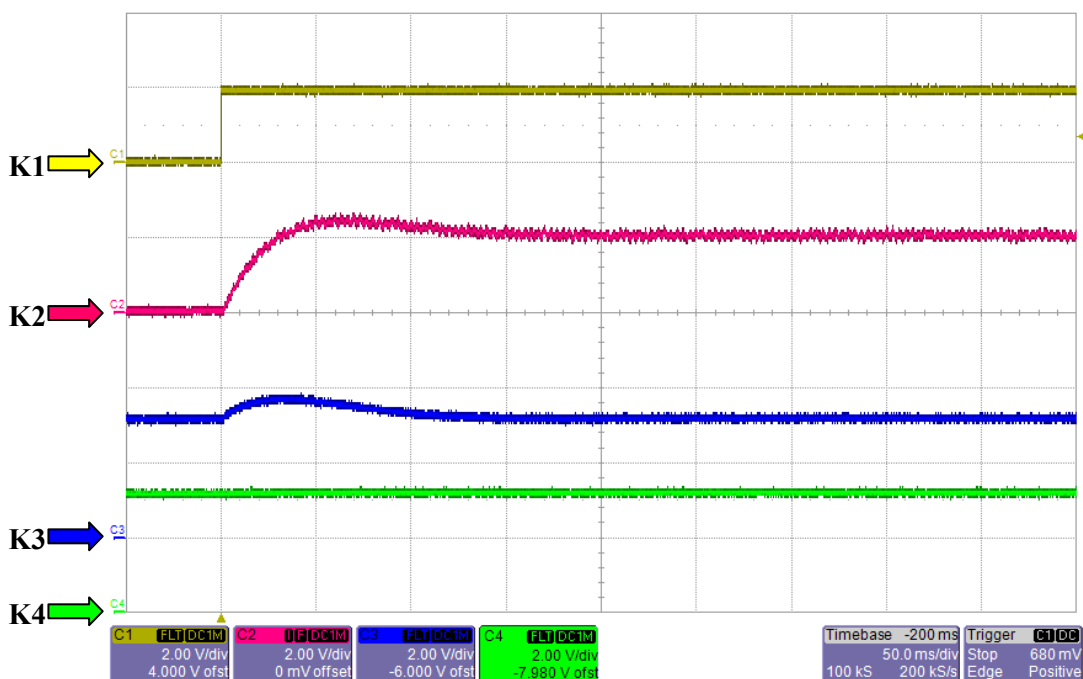
Obr. 6.32, Obr. 6.33 zachycují reverzaci proudu z jedné polarity do druhé. V případě přechodu z kladné do záporné hodnoty proudu, je žádaná hodnota napětí, po dobu přechodu v oblasti omezení minimální hodnoty.

Obr. 6.34, Obr. 6.35 zachycují namísto konstantní hodnoty napětí v meziobvodu průběh síťového proudu v jedné fázi.

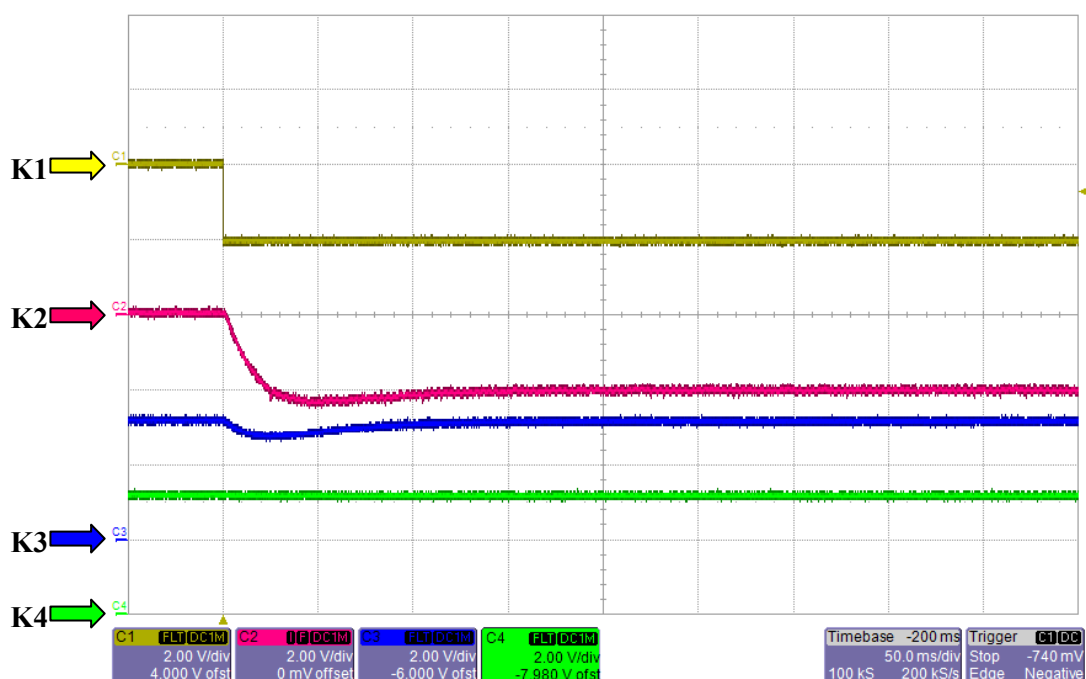
Obr. 6.36 zachycuje skok žádané hodnoty proudu akumulátoru, při nabíjení z generátoru s asynchronním motorem s vektorovým řízením a momentotvornou složku proudu asynchronního stroje.

Obr. 6.37 zachycuje totéž co výše, ale místo napětí je zaznamenána rychlost asynchronního stroje.

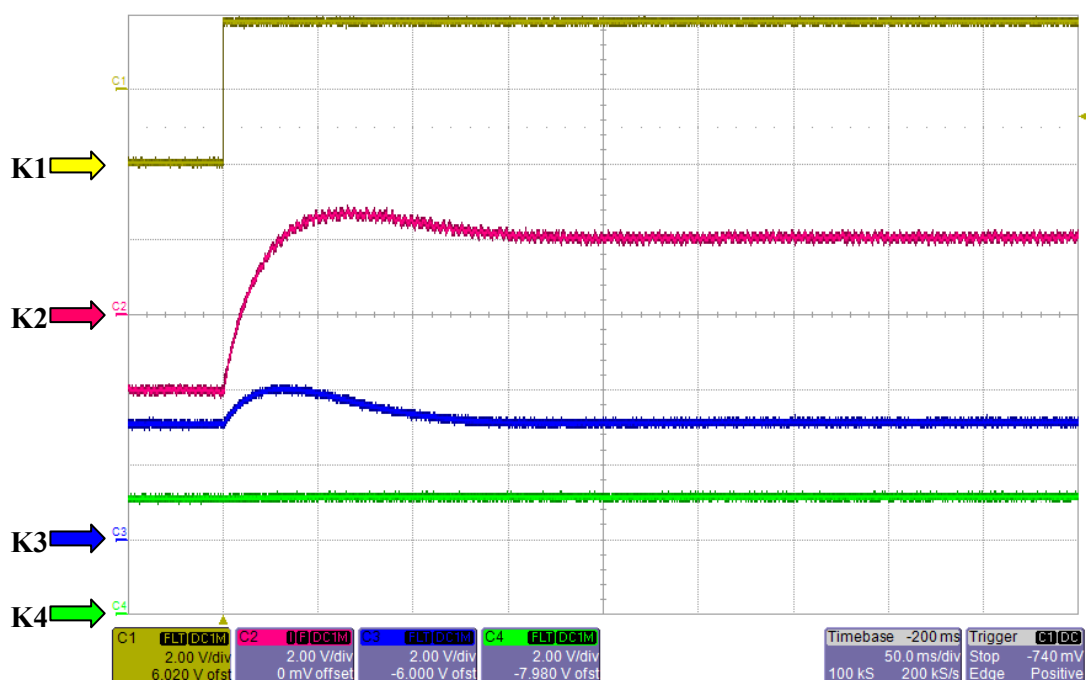
6.5.1 REGULACE PROUDU AKUMULÁTOREM SKRZE PULZNÍ USMĚRŇOVAČ



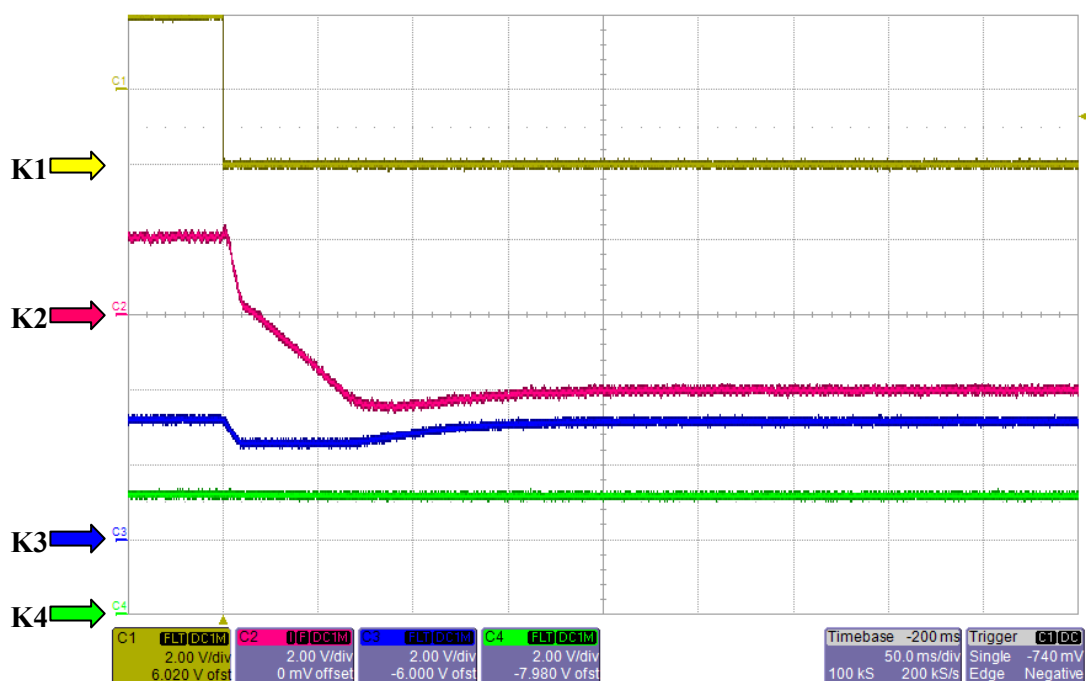
Obr. 6.30 Odezva na skok žádané hodnoty proudu akumulátoru $i_{bat} = 2A$
 (K1: $i_{bat}^* = f(t)$ [2A/d] K2: $i_{bat} = f(t)$ [2A/d] K3: $u_{dc}^* = f(t)$ [200V/d]
 K4: $u_{dc} = f(t)$ [200V/d] t : 50ms/d)



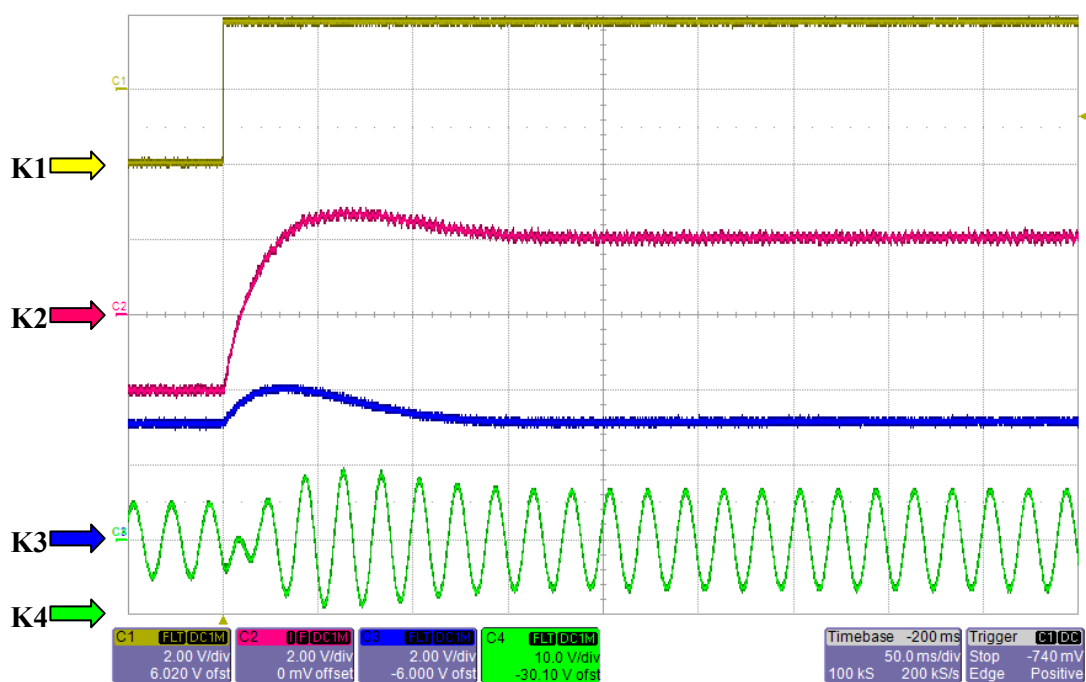
Obr. 6.31 Odezva na skok žádané hodnoty proudu akumulátoru $i_{bat} = -2A$
 (K1: $i_{bat}^* = f(t)$ [2A/d] K2: $i_{bat} = f(t)$ [2A/d] K3: $u_{dc}^* = f(t)$ [200V/d]
 K4: $u_{dc} = f(t)$ [200V/d] t : 50ms/d)



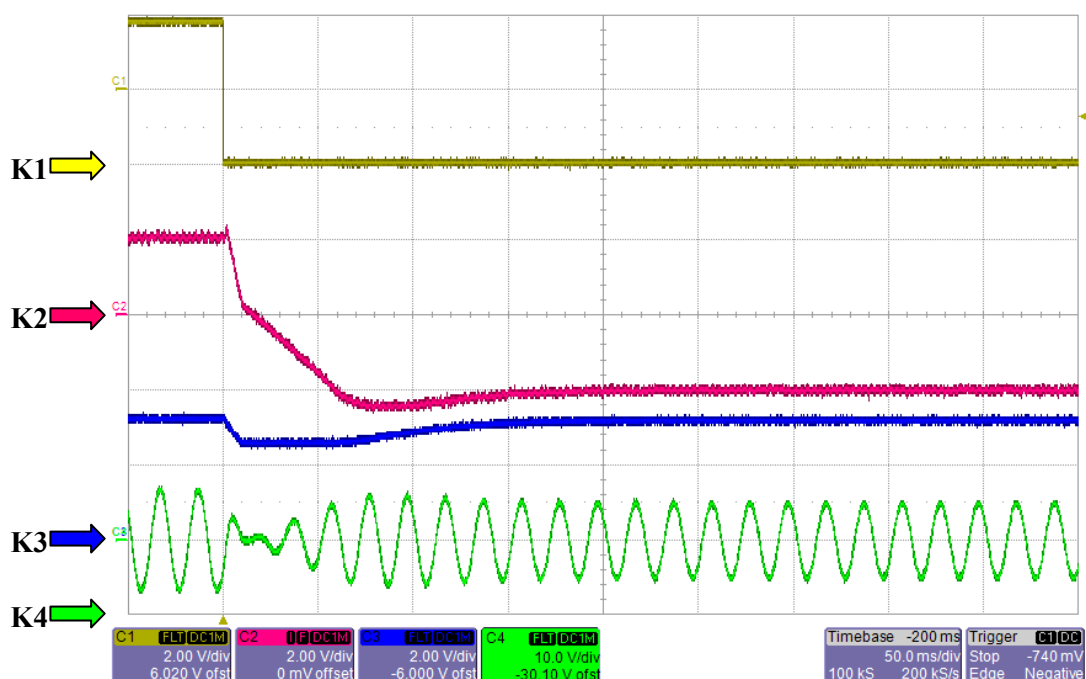
Obr. 6.32 Odezva na reverzaci žádané hodnoty proudu akumulátoru z $i_{bat} = -2A$ na hodnotu $i_{bat} = 2A$ (K1: $i_{bat}^* = f(t)$ [2A/d] K2: $i_{bat} = f(t)$ [2A/d] K3: $u_{dc}^* = f(t)$ [200V/d]
 K4: $u_{dc} = f(t)$ [200V/d] t : 50ms/d)



Obr. 6.33 Odezva na reverzaci žádané hodnoty proudu akumulátoru z $i_{bat} = 2A$ na hodnotu $i_{bat} = -2A$ (K1: $i_{bat}^* = f(t)$ [2A/d] K2: $i_{bat} = f(t)$ [2A/d] K3: $u_{dc}^* = f(t)$ [200V/d] K4: $u_{dc} = f(t)$ [200V/d] t : 50ms/d)

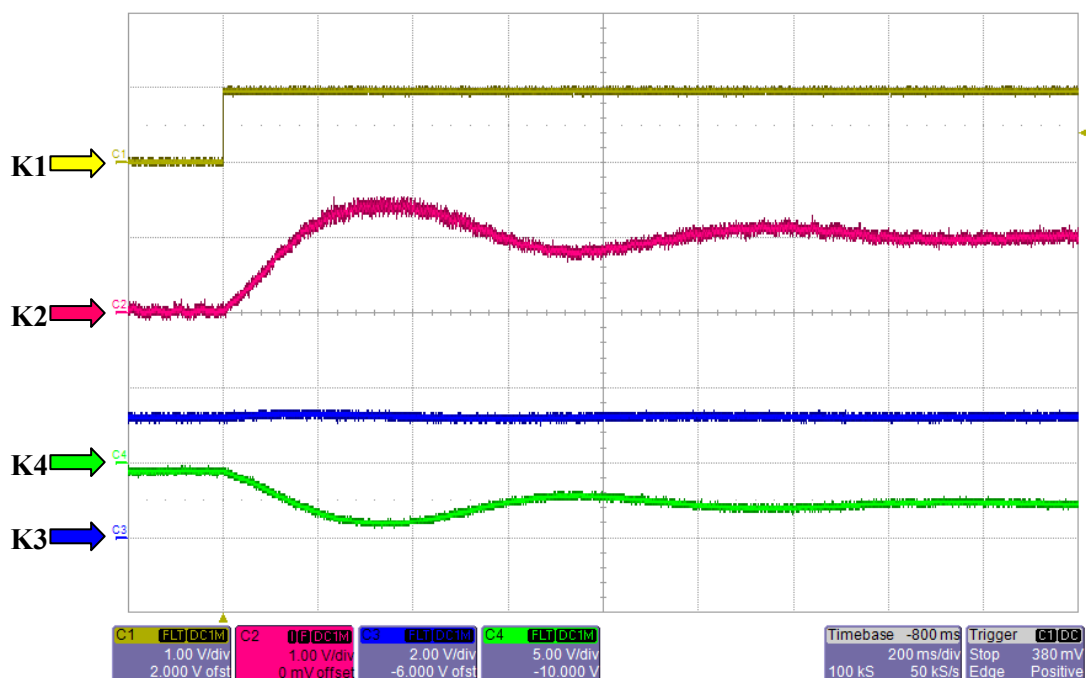


Obr. 6.34 Odezva na reverzaci žádané hodnoty proudu akumulátoru z $i_{bat} = -2A$ na hodnotu $i_{bat} = 2A$ (K1: $i_{bat}^* = f(t)$ [2A/d] K2: $i_{bat} = f(t)$ [2A/d] K3: $u_{dc}^* = f(t)$ [200V/d] K4: $i_{sA} = f(t)$ [10A/d] t : 50ms/d)

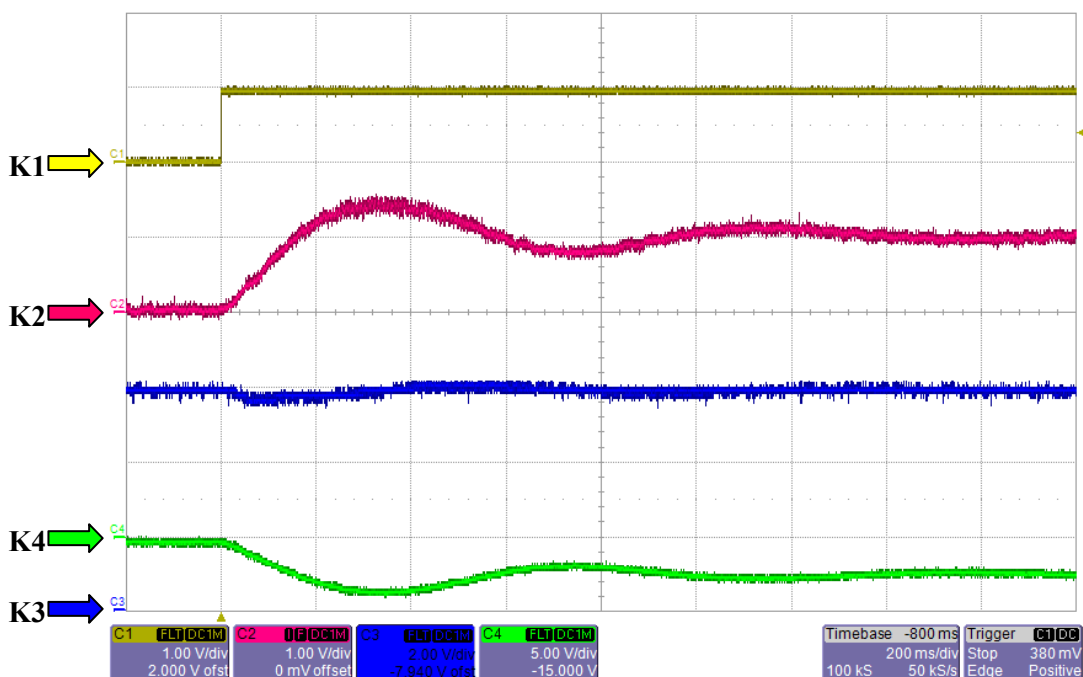


Obr. 6.35 Odezva na reverzaci žádané hodnoty proudu akumulátoru z $i_{bat} = 2A$ na hodnotu $i_{bat} = -2A$ (K1: $i_{bat}^* = f(t)$ [2A/d] K2: $i_{bat} = f(t)$ [2A/d] K3: $u_{dc}^* = f(t)$ [200V/d] K4: $i_{sA} = f(t)$ [10A/d] t : 50ms/d)

6.5.2 REGULACE PROUDU AKUMULÁTOREM SKRZE ASYNCHRONNÍ GENERÁTOR



Obr. 6.36 Odezva na skok žádané hodnoty proudu akumulátoru $i_{bat} = 1A$ (K1: $i_{bat}^* = f(t)$ [2A/d] K2: $i_{bat} = f(t)$ [2A/d] K3: $u_{dc} = f(t)$ [200V/d] K4: $i_y = f(t)$ [5A/d] t : 50ms/d)



Obr. 6.37 Odezva na skok žádané hodnoty proudu akumulátoru $i_{bat} = 1A$
 (K1: $i_{bat}^* = f(t)$ [2A/d] K2: $i_{bat} = f(t)$ [2A/d] K3: $u_{dc} = f(t)$ [200V/d]
 K4: $i_y = f(t)$ [5A/d] t : 50ms/d)

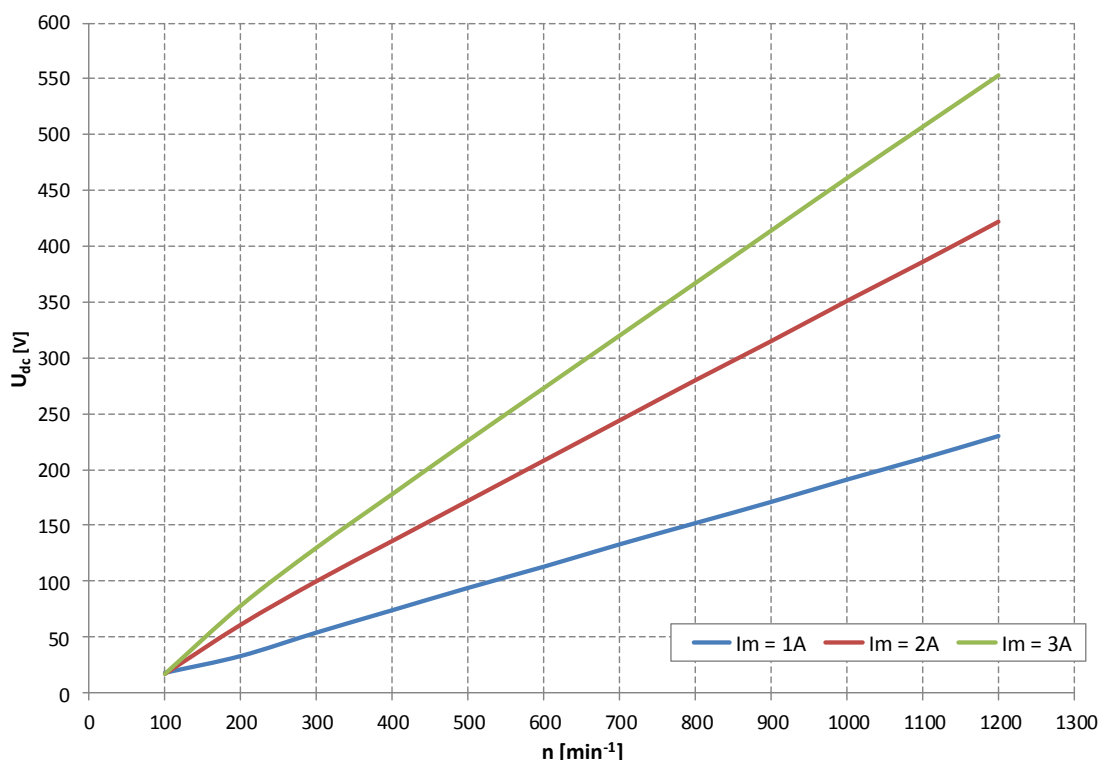
6.6 NABUZENÍ ASYNCHRONNÍHO STROJE V OSTROVNÍM REŽIMU

Pro měření ostrovního režimu, byl stroj předem, před měřením, roztočen druhým pohonem a nabuzen z připojené akumulátorové baterie. Po nabuzení byla baterie odpojena a napětí v meziobvodu bylo udržováno prostřednictvím buzení stroje. Energie pro buzení byla odebírána z pohánějícího pohonu. Pro zkoumání nabuzení stroje z minimálního napětí, byl meziobvod měniče prostřednictvím zpětných diod pulzního usměrňovače připojen na třífázový regulační transformátor, při jeho minimálním nastavení bylo napětí na prázdku v meziobvodu 24V.

Při tomto napětí byl zadán požadavek na magnetizační proud. Druhý pohon byl rozběhnut na konstantní otáčky. Při různých hodnotách budicího proudu a otáček stroje bylo měřené napětí v meziobvodu generátoru. Tyto údaje jsou vyneseny do grafu Obr. 6.38.

n [min ⁻¹]	100	200	300	400	500	600	700	800	900	1000	1100	1200
U_{dc} [V] ($I_m = 1A$)	18	33	54	74	94	113	133	152	171	191	210	230
U_{dc} [V] ($I_m = 2A$)	17	61	100	136	172	208	244	280	315	351	386	422
U_{dc} [V] ($I_m = 3A$)	17	78	130	178	226	273	320	367	414	461	507	553

Tab. 6.1 Tabulka neměřených hodnot napětí pro různé otáčky a žádané hodnoty magnetizačního proudu



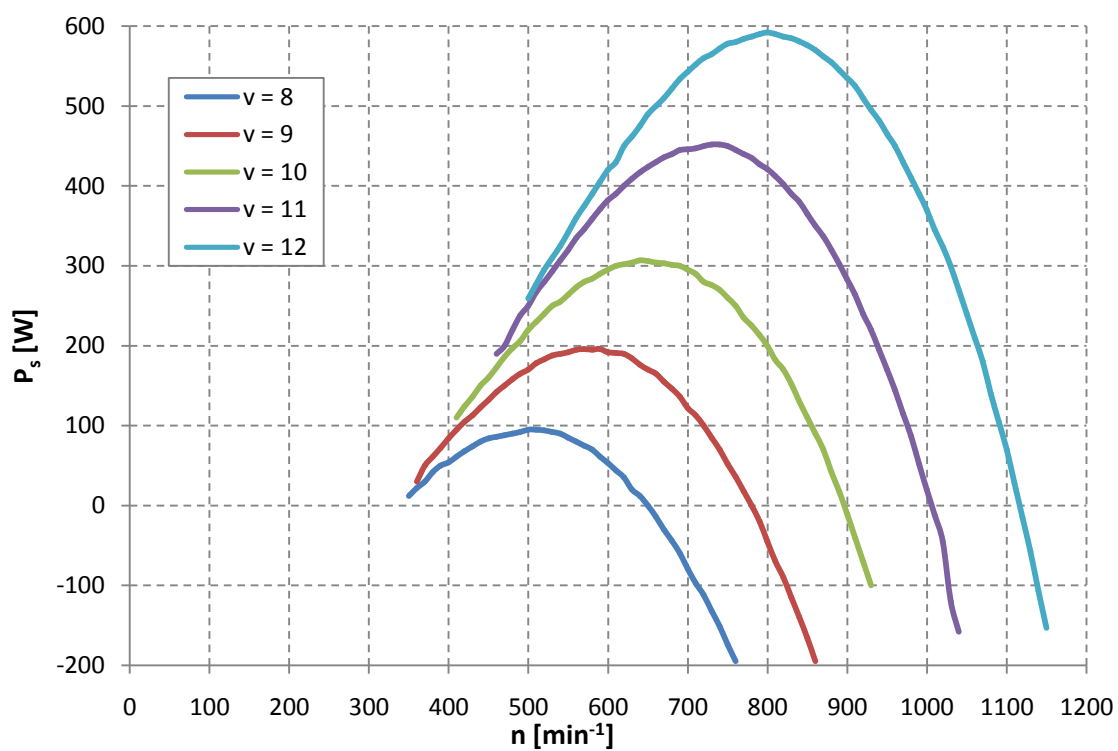
Obr. 6.38 Graf závislosti napětí meziobvodu na rychlosti otáčení rotoru generátoru pro různý magnetizační proud.

6.7 OVĚŘENÍ FUNKČNOSTI MODELU VĚTRNÉHO MOTORU

Ověření modelu větrného motoru bylo provedeno prostřednictvím zkoumaného generátoru s asynchronním strojem. Pro různé rychlosti větru byly nastavovány otáčky generátoru a byl měřen výkon dodávaný do sítě. Jmenovité parametry větrného motoru byly:

- jmenovité otáčky 600 min^{-1}
- jmenovitá rychlost větru 10 m/s
- jmenovitý momentotvorný proud byl nastaven na $i_n = 5 \text{ A}$
- magnetizační proud byl nastaven na $i_m = 3 \text{ A}$

Generátor měl omezení síťového proudu nastaveno na 10 A , omezení otáčkového regulátoru bylo nastaveno na 8 A momentotvorného proudu. Magnetizační proud byl nastaven na 3 A . Napětí v meziobvodu bylo nastaveno na 600 V . Grafické závislosti výkonu dodávaného do sítě v závislosti na otáčkách generátoru pro různé rychlosti větru jsou na Obr. 6.39



Obr. 6.39 Graf závislosti síťového výkonu v závislosti na rychlosti otáčení pro rychlost větru od 8 m/s do 12 m/s.

7 DISKUZE VÝSLEDKŮ DISERTAČNÍ PRÁCE

V předložené práci jsou uvedeny výsledky simulačních i experimentálních ověření metod regulace výkonu pohonu s asynchronním strojem v generátorickém režimu, který je vektorově řízen s orientací na vektor spřaženého rotorového toku a pulzního usměrňovače s vektorovým řízením síťového proudu. Pro regulaci napětí v meziobvodu měniče tvořeným pulzním usměrňovačem napájeným z třífázové sítě a střídačem napájející běžný asynchronní stroj s kotvou nakrátko. Pohon byl simulován prostřednictvím softwarového produktu MATLAB-SIMULINK, a jeho knihovny Simscape. Modelování a simulace byla rozdělena do několika částí podle funkčních bloků a posléze sloučena do jednoho funkčního celku. Výsledky simulací jsou uvedené v této práci. Zkoumají důležité veličiny v různých částech pohonu a usnadňují implementaci na reálném zařízení. Použití knihovny Simscape umožňuje rychle navrhnout model systému a dosadit do předem připravených bloků parametry skutečného zařízení a posléze odhadnout chování reálného systému. Pro ověření navržených metod řízení bylo navrženo a vytvořeno experimentální stanoviště s asynchronními stroji 2,2kW. Dále byl navržen měnič umožňující rekuperaci do napájecí sítě. Pro řízení měničů byl navržen výkonný řídicí systém se signálovým mikroprocesorem (mikrokontrolérem) pro oblast elektrických pohonů a výkonové elektroniky. Pro pohodlnou obsluhu, ladění a parametrování řídicího systému, bylo vytvořeno komunikační rozhraní řídicí systém – uživatel. Programové vybavení pro řídicí systém bylo napsáno v jazyce C pomocí nástroje Code Composer Studio V4.2 a V5. Uživatelská část pro PC pak byla naprogramována grafickým programovacím nástrojem LabView. Funkčnost navrhovaného řešení je pak doložena simulačními výsledky a experimentálními výsledky.

Pro regulaci a řízení výkonu asynchronního stroje byla zvolena metoda vektorového řízení s orientací na spřažený rotorový tok. Vektorové řízení používá pro identifikaci orientujících veličin a magnetizačních veličin metodu proudového modelu. V první části práce je toto řízení rozebráno a to včetně matematického modelu stroje.

Pro regulaci výkonu pulzního usměrňovače byla zvolena metoda vektorové regulace proudu s orientací na prostorový vektor síťového napětí. Tento vektor je zjišťován z měřeného síťového napětí a prostřednictvím metody „Sliding DFT“.

Regulace napětí v meziobvodu byla zkoumána pro dvě různá řešení. Každé řešení odpovídá lépe svému způsobu použití. Při práci generátoru ve veřejné síti je napětí regulováno prostřednictvím PI regulátoru, který zadává činnou složku síťového proudu, ta přímo odpovídá střední hodnotě tekoucí do meziobvodu. Závislost střední hodnoty proudu tekoucí meziobvodem a činným proudem síťového proudu nejlépe vystihuje výkonová bilance měniče. Při regulaci napětí prostřednictvím vektorového řízení je otáčkový regulátor nahrazen regulátorem napětí. Samozřejmostí tohoto řešení je, že stroj musí být poháněn dostatečným zdrojem mechanické energie. Ten zajišťoval druhý motor v soustrojí. Motor byl řízen shodným

řídícím systémem a obdobným měničem. Signál z čidla polohy rotoru byl zaveden do obou systémů. Druhý pohon během zkoušek udržoval konstantní otáčky soustrojí. Po zatížení, nebo odlehčení proběhl přechodový děj tzv. „vyregulování poruchy“ a otáčky nebyly udrženy na konstantní úrovni, to se projevilo pak v zaznamenaných průbězích zákmitů v přechodném ději.

V další části byla zkoumána, možnost provozu generátoru ve spolupráci s akumulčním prvkem v meziobvodu. Tímto se stal trakční olověný akumulátor se 156 články se jmenovitou kapacitou 40Ah. Byla zkoumána možnost regulace proudu tekoucí do nebo z akumulátoru. Tato regulace byla uskutečněna prostřednictvím I regulátoru, který zadával žádané napětí pro napěťový regulátor. Horní omezení regulátoru bylo nastaveno na plynovací napětí akumulátoru, dolní mez byla nastavena na minimální hodnotu napětí při vybití akumulátoru. Regulace se chovala podle předpokladů, pokud byl požadovaný proud vyšší, než byl schopen příslušný zdroj dodat, byl výstup regulátoru omezen krajní hodnotou.

Při provozu generátoru v ostrovním režimu byla posuzována možnost buzení stroje. Byla vyzkoušena možnost nabuzení roztočeného stroje z dostatečně tvrdého zdroje napětí o malé hodnotě 24V. Stroj se povedlo úspěšně nabudit. Napětí v meziobvodu bylo pak závislé na velikosti magnetizačního proudu a rychlosti otáčení. Tato závislost napětí byla vynesena do grafu. Z matematického popisu stroje vyplývá, že velikost napětí v meziobvodu odpovídá usměrněnému indukovanému napětí. Toto má význam v případě, že máme do meziobvodu zapojený tvrdý zdroj napětí (akumulátor), pokud by bylo indukované napětí ve stroji větší než napětí zdroje, teklo by pak do zdroje proud.

Posledním experimentem byl provoz generátoru, který byl poháněn modelovaným větrným motorem. Při tomto experimentu byl změřen výkon dodávaný (odebíraný) ze sítě při dané rychlosti větru pro různé otáčky. Vždy byla zadána rychlost větru do modelu větrného motoru. A generátor na generátoru byly nastaveny otáčky, začínalo se s hodnotou otáček odpovídající volnoběžným větrného motoru. V této chvíli byl odebírán výkon ze sítě, který pokrýval ztráty měniči a motoru. Při snižování otáček rotoru výkon rostl do maxima. Toto maximum nastalo při jmenovité rychlosti pro danou rychlost větru, při dalším snížení rychlosti rotoru, klesal výkon. Snižování rychlosti bylo ukončeno v okamžiku, kdy začal být pohon nestabilní. Zde se opět negativně projevil nízký moment setrvačnosti soustrojí.

8 ZÁVĚR

Tato práce se zaměřila na návrh systému s asynchronním strojem pracujícím v generátorickém režimu. Pro řešení byly použity známé metody řízení, jejichž základy byly publikovány již v 80. letech minulého století. V dnešní době, kdy roste poptávka po decentralizovaných zdrojích energie, vzrůstá využívání obnovitelných zdrojů energie. Řešení vychází ve vytvoření inteligentní sítě s akumulačními prvky, jak v místě výroby, tak i spotřeby energie. Akumulace může také vyřešit nedostupnost veřejné energetické sítě a zajistit trvalou dodávku elektrické energie do ostrovní sítě. Navržený systém umožňuje využít nestabilních zdrojů energie dodávat je do veřejné elektrické sítě, případně energii akumulovat.

V rámci práce byly ověřeny simulačně i experimentálně metody regulace výkonu systému s asynchronním generátorem napájeným z měniče frekvence s připojením na veřejnou elektrickou síť. Pozornost byla věnována dynamice pohonu z hlediska regulace otáček a momentu, a také regulaci napětí v meziobvodu. V další části byla vyřešena regulace proudu akumulátorem v meziobvodu měniče. Navržené metody byly testovány na reálném laboratorním modelu s motory, včetně řídicího systému se signálovým procesorem a měniče tvořeného střídačem a pulzním usměrňovačem.

Lze se tedy domnívat, že stanovené cíle a úkoly disertační práce byly splněny v dostatečném rozsahu jak v oblasti teoretické, tak i praktické. Řešení bylo zaměřeno tak, aby výsledky byly přínosem pro obor s tím, že budou využity v návazných pracích, v oblasti výuky a konkrétních aplikacích průmyslové praxe.

9 CONCLUSION

This work was focused on the design of the system with an asynchronous machine which operates in the generator mode. For solutions have been used known methods of control whose foundations have been published in the 80 of last century. Nowadays the demand for decentralized energy sources increases the use of renewable energy sources. The solution comes from creating smart grid with storage elements placed at the production and consumption side of energy. Accumulation could solve the issue of independence from the public power line. The proposed system allows usage of unstable sources of energy, with possibility of use this energy to supply the public grid or accumulates it.

Methods of system power regulation with asynchronous generator supplied by frequency converter connected to the power grid have been verified first by simulation and then on real system. One of the main objectives was drive dynamics with using of controlling speed, torque and DC link voltage. In the next part current regulation of the battery in DC link have been developed. All of developed methods have been verified on a real laboratory model with motors, control system with digital signal processor and power converter.

It can therefore be assumed that all objectives and tasks of the dissertation have been met sufficiently in both theoretical and practical. The solution could be used for improvements in this field of area, could be used in followed research or in education.

LITERATURA A REFERENCE

- [1] KAREL, Chmelík. *Asynchronní a synchronní elektrické stroje*. 1. vyd. Ostrava: VŠB - Technická univerzita Ostrava, 2002. ISBN 80-248-0025-X.
- [2] BOSE, Bimal Kumar. *Elektronics and Modern Electric Drives*. New Jersey: Prentice Hall, 2002. ISBN 0-13-016743-6.
- [3] VONDRÁŠEK, František. *Výkonová elektronika svazek III, Měniče s vlastní komutací a bez komutace*. 1. vydání. Plzeň: Vydavatelství Západočeské univerzity, 1998. ISBN 80-7082-485-9.
- [4] JAVŮREK, Jiří. *Regulace moderních elektrických pohonů*. 1. vyd. Praha: Grada, 2003. ISBN 80-247-0507-9.
- [5] BRANDŠTETTER, Pavel. *Střídavé regulační pohony – moderní způsoby řízení*. 1. vyd. Ostrava: VŠB - Technická univerzita Ostrava, 1999. ISBN 80-7078-668-X.
- [6] PALACKÝ, Petr. *Střídavý regulační pohon s asynchronním motorem a identifikací rotorové časové konstanty - dizertační práce*. 1999. S.l.: VŠB-Technická univerzita Ostrava.
- [7] NEBORÁK, Ivo. *Modelování a simulace elektrických regulovaných pohonů*. S.l.: Vysoká škola báňská - Technická univerzita Ostrava, Fakulta elektrotechniky a informatiky, 2002. ISBN 8024800837.
- [8] CROWDER, R. M. *Electric Drives and Their Controls*. S.l.: Oxford University Press, USA, 1998. ISBN 9780198565659.
- [9] RASHID, H. *Power Electronics Handbook*. S.l.: Academic Press, 2001. ISBN 0125816502.
- [10] WANG, Yu and Yanbo C H E K W E CHENG. Research on Control Strategy for Three-Phase PWM Voltage Source Rectifier. 2009, č. 2.
- [11] VERDELHO, P. and V. SOARES. A unity power factor PWM voltage rectifier based on the instantaneous active and reactive current i_d - i_q method. In: *ISIE '97 Proceeding of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics*. S.l.: IEEE, s. 411–416. ISBN 0-7803-3936-3.
- [12] HANSEN, Steffan and Mariusz MALINOWSKI. Sensorless control strategies for PWM rectifier. *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2000. APEC 2000. Fifteenth Annual IEEE*. 2000, s. 832–838.

- [13] JACOBSEN, Eric and Richard LYONS. The sliding DFT. *Signal Processing Magazine, IEEE*. 2003, č. March.
- [14] JACOBSEN, Eric and Richard LYONS. tips & tricks. 2004, č. January, s. 1–2.
- [15] SOZANSKI, KP. Sliding DFT control algorithm for three-phase active power filter. *Applied Power Electronics Conference and* 2006, roč. 50, č. 1, s. 1223–1229.
- [16] FUKUDA, Shoji and T ITO. Modeling and control of PWM voltage source rectifier with a buck-boost characteristic in its output. ... *Conference, 1999. Thirty-Fourth IAS Annual* 1999, č. 3, s. 2194–2200.
- [17] RYCHETNÍK, Václav. *Větrné Motory*. 1. Ostrava: VŠB - Technická univerzita Ostrava, 1995. ISBN 80-7078-281-1.
- [18] HEIER, Siegfried. *Grid Integration of Wind Energy Conversion Systems*. S.l.: John Wiley & Sons, 1998. ISBN 047197143X.
- [19] Thomas ACKERMANN, ed. *Wind Power in Power Systems*. S.l.: John Wiley & Sons, 2005. ISBN 0-470-85508-8.
- [20] HAU, Erich. *Wind Turbines*. 2nd. Berlin/Heidelberg: Springer-Verlag, 2006. ISBN 3-540-24240-6.
- [21] Implement model of variable pitch wind turbine - Simulink. [online]. [vid. 3. November 2012]. Dostupné z: <http://www.mathworks.com/help/physmod/powersys/ref/windturbine.html>
- [22] Physical Systems Simulation - Simscape. [online]. [vid. 4. November 2012]. Dostupné z: <http://www.mathworks.com/products/simscape/>
- [23] TI.COM. C2000™ 32-bit Real-time Controller - C28x Delfino™ Floating-point Series - TMS320F28335. [online]. [vid. 4. November 2012]. Dostupné z: <http://www.ti.com/product/TMS320F28335>
- [24] Code Composer Studio (CCStudio) Integrated Development Environment (IDE) v5 - CCSTUDIO - TI Tool Folder. [online]. [vid. 4. November 2012]. Dostupné z: <http://www.ti.com/tool/ccstudio>

PUBLIKAČNÍ ČINNOST

- [1] **Sládeček, V., Palacký, P., Sobek, M., Hudeček, P.:** Použití asynchronního generátoru ve spolupráci s měničem kmitočtu. In *Sborník celostátní konference EPVE 2008*. Ed. Bohumil Klíma, Dalibor Červinka, Pavel Vorel, Brno: Akademické nakladatelství CERM, s.r.o., **2008**, VUT Brno, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky, ISBN 978-80-7204-603
- [2] **Palacký, P., Hudeček, P., Sobek, M.:** *Modernizace pohonu rozhoupávání zvonu.* In EE - časopis pro elektrotechniku a energetiku, **2008**, vol. 14, 58-61
- [3] **Sobek, M.:** Simulation of AC Generator with Induction Motor and Field Oriented Control. In *WOFEX 2009*. Ed. Václav Snášel, Ostrava: VŠB - TUO, FEI, **2009**, vol. 7, 30-35, ISBN 978-80-248-2028-6
- [4] **Slivka, D., Palacký, P., Hudeček, P., Sobek, M.:** ŘÍDÍCÍ JEDNOTKA POHONU VOZIDLA S DSK FREESCALE 56F8037.. In *SBORNÍK KONFERENCE, ELEKTRICKÉ POHONY A VÝKONOVÁ ELEKTRONIKA 2009*, Brno: Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky FEKT VUT Brno, **2009**, s. 1-6, Siemens s.r.o., divize Automatizace a pohony, ISBN 978-80-214-3974-0
- [5] **Sládeček, V., Chmelík, K., Palacký, P., Sobek, M.:** *Provozní režimy synchronního motoru (generátoru) s permanentními magnety.*, Plzeň: Česká elektrotechnická společnost, ÚOS Elektrické pohony, **2009**, vol. XXXI, ISBN 978-80-02-02151-3
- [6] **Pumr, J., Michalík, J., Hudeček, P., Sobek, M., Vaněk, J.:** *Aplikace řídicích systémů s DSC*, Rožnov pod Radhoštěm: Střední škola informatiky, elektrotechniky a řemesel, **2009**, ISBN 978-80-254-4052-0
- [7] **Hudeček, P., Sobek, M., Palacký, P., Slivka, D.:** *EXPERIMENTÁLNÍ MIKROPOČÍTAČOVÝ ŘÍDÍCÍ SYSTÉM, SE SIGNÁLOVÝM PROCESOREM TMS320F28335*, Bratislava: Spolok absolventov a priateľov FEI STU (EF SVŠT) v Bratislave, Ilkovičova 3, 812 19 Bratislava 1, **2009**, 40-42, Zväzom elektrotechnického priemyslu SR, EXPO CENTER a.s., ISSN 13-35-25-47
- [8] **Hudeček, P., Sobek, M., Palacký, P.:** *Digitální signálový mikrokontrolér MC56F8023 a jeho využití ve výuce odborných předmětů.* Brno: VUT - Brno, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, **2009**. Ed. Ing. Martin Slanina, Ph.D., ISBN 978-80-214-3938-2
- [9] **Sobek, M.:** Asynchronous Generator with Voltage Source Inverter using Flux Field Oriented Control. In *Wofex 2010*. Ed. M. Krátký, J. Dvorský, P. Moravec, Ostrava: VŠB - Technical University of Ostrava, **2010**, 122-127, VŠB - TUO, FEI, ISBN 978-80-248-2276-1
- [10] **Hudeček, P., Palacký, P., Sobek, M., Slivka, D., Sládeček, V.:** Online diagnostic and control unit of vehicle induction motor based on TMS320F28335 DSP. In *EPE-PEMC 2010 14th International Power Electronics and Motion Control Conference*,

Skopje: Faculty of Electrical Engineering and Information Technologies, **2010**, 66-71, SS. Cyril and Methodius university - FEIT, ISBN 978-1-4244-7854-5

- [11] **Palacký, P., Hudeček, P., Slivka, D., Sobek, M.:** Využití TMS320F28335 pro online estimaci parametrů asynchronního motoru napájeného z frekvenčního měniče.. In *International Scientific Conference EPE 2011, Kouty nad Desnou*, Ostrava: VŠB - Technical University of Ostrava, Department of Electrical Power Engineering Faculty of Electrical Engineering and Computer Science, **2011**, vol. 12., ISBN 978-80-248-2393-5
- [12] **Palacký, P., Slivka, D., Hudeček, P., Sobek, M.:** Synergy of Control Units in Electric Vehicle. In *International Scientific Conference EPE 2011, Kouty nad Desnou*, Ostrava: VŠB - Technical University of Ostrava, Department of Electrical Power Engineering Faculty of Electrical Engineering and Computer Science, **2011**, vol. 12, ISBN 978-80-248-2393-5

Publikace na web of science:

- [13] **Hudeček, P., Palacký, P., Slivka, D., Sobek, M., Sládeček, V.:** An intelligent diagnostic unit of a drive.. In *Proceedings of the 11th International Scientific Conference 2010.* Ed. Jiří Drápela, Jan Macháček, Brno: Brno University of Technology, Faculty of Electrical Engineering and Communication, Department of Electrical Power Engineering, **2010**, vol. 11th, 687-691, ISBN 978-80-214-4094-4
- [14] **Slivka, D., Hudeček, P., Sobek, M., Palacký, P., Naivert R.:** A multipurpose control unit based on Freescale 56F8037 with implemented vector control of an induction motor. In *2010 International Conference on Applied Electronics Pilsen 2010*. Ed. Jiří Pinker, Plzeň: Západočeská univerzita v Plzni, **2010**, vol. 2010, čís. 1, 241-244, University of West Bohemia, FEL - KAE, ISBN 978-80-7043-865-7
- [15] **Sobek, M., Palacký, P., Hudeček, P., Slivka, D., Sládeček, V.:** Asynchronous Motor Working as Generator with VSI using Flux Field Oriented Control. In *Proceedings of the 11th International Scientific Conference Electric Power Engineering 2010*. Ed. Jiří Drápela, Jan Macháček, Brno: Brno University of Technology Faculty of Electrical Engineering and Communication Department of Electrical Power Engineering, **2010**, 817-822, ISBN 978 - 80 - 214 - 4094 - 4
- [16] **Sládeček, V., Neborák, I., Palacký, P., Pavelek, T., Sobek, M.:** *Using Asynchronous Generator with Frequency Converter.*, Ostrava: VŠB-TUO, FEI, **2009**, vol. 10, 4 s., VŠB-TUO, FEI, Katedra energetiky, ISBN 978-80-248-1947-1
- [17] **Sládeček, V., Palacký, P., Slivka, D., Sobek, M.:** *Influence of Power Semiconductor Converters Setup on the Quality of Electrical Energy from Renewable Sources.*, Brno: Brno, University of Technology, Faculty of Electrical Engineering and Communication, Department of Electrical Power Engineering, **2010**. Ed. Jiří Drápela, Jan Macháček, vol. 11th, ISBN 978-80-214-4094-4

ŘEŠENÉ PROJEKTY

IGA2009 - Nové metody při návrhu a realizaci embedded systémů.

SP/2010114 - Výzkum vybraných problémů mobilních servisních robotů.

SP2011/130 - Energeticky soběstačný „SMART“ dům

SP2012/53 - Monitorovací a ovládací systém Energeticky soběstačného "SMART" domu

CZ.1.07/2.3.00/20.0075 - INTER ENERGY - Intenzifikace mezioborového výzkumu a posílení lidských zdrojů v oblasti nových technologií v energetice